

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/002746

International filing date: 21 February 2005 (21.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP  
Number: 2004-054933  
Filing date: 27 February 2004 (27.02.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 14 April 2005 (14.04.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

22.02.2005

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2004年 2月 27日

出願番号  
Application Number: 特願 2004-054933

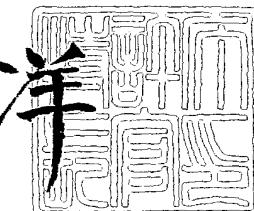
[ST. 10/C]: [JP 2004-054933]

出願人  
Applicant(s): 株式会社インテリジェント・コスモス研究機構

2005年 3月 31日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小川



【書類名】 特許願  
【整理番号】 2004C001  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H04B 1/00  
【発明者】  
【住所又は居所】 宮城県仙台市青葉区上愛子字街道 59-48  
【氏名】 北吉 均  
【発明者】  
【住所又は居所】 宮城県仙台市青葉区八幡 4 丁目 2-31  
【氏名】 澤谷 邦男  
【特許出願人】  
【識別番号】 503066952  
【氏名又は名称】 株式会社インテリジェント・コスモス研究機構  
【代理人】  
【識別番号】 100088096  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 福森 久夫  
【電話番号】 03-3261-0690  
【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 007467  
【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【物件名】 委任状 1  
【援用の表示】 平成 16 年 2 月 9 日提出の包括委任状を援用する。

## 【書類名】特許請求の範囲

## 【請求項 1】

2分割マイクロストリップアンテナと、  
スタブ共振によるインピーダンス変換RF昇圧方式とラダー昇圧整流方式を組み合わせた受電力回路を有し、  
変調方式に受動QPSK変調方式を用いるRFIDタグ装置であって、  
前記2分割マイクロストリップアンテナにおいて分割位置がストリップ導体の長さ中心点から少しずれていることを特徴とするRFIDタグ装置。

## 【請求項 2】

前記2分割マイクロストリップアンテナにおいてインピーダンス変調素子がストリップ導体幅方向の両端にそれぞれ分割導体を連絡するように接続されていることを特徴とする請求項1記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 3】

前記インピーダンス変調素子がダイオードでなくトランジスタを用いた電圧又は電流制御の3端子素子であることを特徴とする請求項2に記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 4】

前記受電力回路とアンテナ給電点の接続に1pF/GHz以下の極めて小さい容量を用いて高インピーダンス容量性給電を行なうことを特徴とする請求項1乃至3に記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 5】

前記受電力回路のスタブ共振器とラダー昇圧整流回路の容量性負荷インピーダンスを並列共振させ、さらに前記容量性給電インピーダンスを直列共振させることを特徴とする請求項1乃至4記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 6】

前記受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの縦接続をGND側柱と受電側柱とみなし、GND側柱に対して受電側柱のコンデンサ容量を小さくし、かつ第一番目のGND側柱に對して受電側柱のコンデンサ容量を大きくし、かつ、直流ショートで高周波高インピーダンス受電D-受電点間ダイオードを取り除き、かつ、直流ショートで高周波高インピーダンス受電を可能としたことを特徴とする請求項1乃至5記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 7】

前記受動QPSK変調方式で1/4分周器、シフトレジスタ、データセレクタのロジック回路を利用することを特徴とする請求項1乃至6に記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 8】

分周器を1/M、シフトレジスタをM段、データセレクタをM入力とすることでMPSK変調とした事を特徴とする請求項7記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 9】

前記受動QPSK変調方式で応答情報を2bit単位でメモリに記録することを特徴とする請求項1乃至7記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 10】

前記受動QPSK変調方式で出力可能信号を得るための出力タイミング発生回路を有することを特徴とする請求項1乃至7及び9記載のRFIDタグ装置。

## 【請求項 11】

前記出力タイミング発生回路で電源電圧の大きさとクロック信号によってランダムな遅延時間を有する一定幅、一定フレーム周期のパルス列を発生させることを特徴とする請求項10記載のRFIDタグ装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】R F I D タグ装置

【技術分野】

【0001】

本発明はR F I D タグ装置に係り、詳細にはループアンテナやダイポールアンテナを用いて受動変調でありながらQ P S K変調で無線通信を行うR F I D タグ装置に係る。

【背景技術】

【0002】

【特許文献1】特開平10-2242626「無線周波数識別通信システムのタグ」  
物品や人、自動車や道路標識などに取り付けて、又は所持して、質問器（リーダ・ライタ）からの電波に応答することによって個体情報や位置の情報を質問器に知らせる移動体識別用無線設備としてR F I D というものがある。

【0003】

このR F I D は、バーコードの代替としてだけでなく、全く新しい未来のネットワーク社会のインストラクチャーを実現する要素技術になると考えられる。現時点では、数十cm以内の比較的近距離で通信を行なうR F I D の研究開発が主に進められているが、10m程度の比較的遠方からも通信が可能な小型R F I D タグが安価に実現できれば、その応用範囲はさらに広がると考えられる。

【0004】

例えば、物品や人、自動車や道路標識などに取り付けて移動体が10m程度先からその個体情報や位置の情報を読みとることによって容易に安全、便利を享受することができる。

。

【0005】

上述の特許文献1は従来の受動型R F I D タグ装置が記載されている。これによれば、従来の受動型R F I D タグ装置は図1に示す基本構成からなるため、以下の理由により通信可能距離が短いという問題があった。

(1) アンテナ給電点・G N D 間のインピーダンス  $Z_v$  を規則的に変化させて入射電波の反射・吸収を繰り返すことで応答信号を作っている為に送信出力（変換効率）が低く、かつ給電点・G N D 間に負荷インピーダンス  $Z_v$  が入り、大きな受信電力の損失を生じる。

(2) アンテナ給電点で受信したR F 信号をそのままダイオード整流して制御回路の電源電圧を作っている為に出力電圧が低い。

(3) サブキャリア変調方式としてA S K又はB P S Kを用いている為に送信電力当たりの送信可能な情報量が少ない。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明では、図2に示す構成によって上記従来技術の欠点を克服し、通信距離を従来方式の数倍以上に拡大することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記課題を解決するため本発明の要点は、以下に示すとおりである。

【0008】

従来方式が平衡給電・平衡変調（アンテナ動作に対して2端子回路）であるのに対して、本発明の方法は、不平衡給電、平衡変調（アンテナ動作に対して3端子回路）とし、従来方式が受信したR F 信号の単純整流であるのに対して、本発明の方法では、スタブ共振によるインピーダンス変換昇圧方式とラダー昇圧方式を組み合わせた回路を採用し、従来方式がA S K又はB P S K変調であるのに対して、受動変調でありながらQ P S K変調回路を採用した。

【0009】

すなわち、本発明のR F I D タグ装置は2分割マイクロストリップアンテナと、スタブ出証特2005-3028522

共振によるインピーダンス変換RF昇圧方式とラダー昇圧整流方式を組み合わせた受電力回路を有し、変調方式に受動QPSK変調方式を用いるRFIDタグ装置であって、前記2分割マイクロストリップアンテナにおいて分割位置がストリップ導体の長さ中心点から少しづれていることを特徴とする。

【0010】

また本発明のRFIDタグ装置は、前記2分割マイクロストリップアンテナにおいてインピーダンス変調素子がストリップ導体幅方向の両端にそれぞれ分割導体を連絡するよう接続されていることが好ましく、前記インピーダンス変調素子がダイオードでなくトランジスタを用いた電圧又は電流制御の3端子素子であることが好ましい。

【0011】

さらに本発明のRFIDタグ装置は、前記受電力回路とアンテナ給電点の接続に極めて小さい容量(1pF/GHz以下)を用いて高インピーダンス容量性給電を行なうことが好ましい。

【0012】

また本発明のRFIDタグ装置は、前記受電力回路のスタブ共振器とラダー昇圧整流回路の容量性負荷インピーダンスを並列共振させ、さらに前記容量性給電インピーダンスを直列共振させることが好ましい。

【0013】

さらに本発明のRFIDタグ装置は、前記受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの縦接続をGND側柱と受電側柱とみなし、GND側柱に対して受電側柱のコンデンサ容量を小さくし、かつ第一番目のGND-受電点間ダイオードを取り除き、かつ、直流シヨートで高周波高インピーダンス受電を可能としたことが好ましい。

【0014】

また本発明のRFIDタグ装置は、前記受動QPSK変調方式で1/4分周器、シフトレジスタ、データセレクタのロジック回路を利用することが好ましく、分周器を1/M、シフトレジスタをM段、データセレクタをM入力とすることでMPSK変調とすることが好ましい。

【0015】

さらに本発明のRFIDタグ装置は、前記受動QPSK変調方式で応答情報を2bit単位でメモリに記録することが好ましい。

【0016】

また本発明のRFIDタグ装置は、前記受動QPSK変調方式で出力可能信号を得るための出力タイミング発生回路を有することが好ましく、前記出力タイミング発生回路で電源電圧の大きさとクロック信号によってランダムな遅延時間を有する一定幅、一定フレーム周期のパルス列を発生させることが好ましい。

【発明の効果】

【0017】

これらの構成を採用したことによって、以下のような顕著な効果を奏することが出来るようになる。

【0018】

不平衡給電、平衡変調(アンテナ動作に対して3端子回路)としたことによりアンテナの受信効率を最大化する効果を奏することができる。

【0019】

また、スタブ共振によるインピーダンス変換昇圧方式とラダー昇圧方式を組み合わせた回路を採用することにより、従来方式の5倍以上の受信電圧を得ることができる。

【0020】

さらに、受動変調でありながらQPSK変調回路を採用することにより単位電力当たり従来比2倍の情報送信が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

次に本発明に係る、実施の形態について説明する。

【実施例 1】

【0022】

図3に本発明のRFIDタグ装置の基本構成を示す。この図において、RFIDタグ装置のアンテナは、地板導体・絶縁層・2分割ストリップ導体から成る。この図に示すRFIDタグ装置は、2.45GHz用で記載した寸法の単位はすべてmmである。また、2分割ストリップ導体の分割点は長さ方向の等分割より少しずれており、この特徴によりアンテナの受信効率を最大化する効果がある。

【0023】

図4に図3で示した制御回路チップの内容と2分割ストリップ導体と制御回路の接続の様子を示す。

【0024】

図4で制御回路チップとアンテナ間はA、B、C、D、E、Fの6点で接続されている。A-B間及びD-E間にはインピーダンス変調用のPINダイオードD7及びD8が接続され、C-F間はアンテナの給電点になる。ここでC点はストリップ導体幅の中心点から少しずれており、この特徴によりアンテナの受信効率を最大化する効果がある。またF点は地板導体とスルーホールで接続される。

【0025】

図4の電源回路の動作原理を図5に示す。図5(a)はコッククロフト・ウォルトン回路と呼ばれる昇圧整流回路であり、複数の整流ダイオードとコンデンサをラダー接続する事によって振幅 $V_i$ の正弦波信号を $V_i$ より高い直流電圧 $K(V_i - 1_j)$  [ $K$ はラダ一段数、 $1_j$ はダイオードの順方向降下電圧] に整流出力することができる。ただし、図10、図11に示すとおりこの回路を高周波帯(例えば2.45GHz)で使用しようとすると、各ダイオードの接合容量が入力負荷になるため、入力インピーダンスが非常に低くなり出力電圧が低下する欠点がある。

【0026】

図5(b)は、本発明の昇圧整流回路の動作原理図である。 $N\lambda g/4$ ショートスタブ( $\lambda g$ は伝送路の実効波長- $N$ は奇数で1または3を用いる)は $\lambda g$ 付近の入力信号に対して高周波帯において高いQ値を有するインダクタンス等価インピーダンスを示す。図5(b)のラダー昇圧部が容量性負荷であっても並列共振動作してインダクティブインピーダンスを保つことができる。一方、図5(b)のタンク回路昇圧部では前記インダクティブインピーダンスとキャパシティブ給電インピーダンスが直列共振動作することによってG-F間に

$V_L = V_i / (R_L \cdot w_c) >> V_i$   
の大振幅RF信号を発生させ、結果として図5(b)の回路で20V<sub>i</sub>以上の直流出力電圧を得ることができる。

【0027】

図17は、本発明の昇圧整流回路の動作解析結果であり、50Ω/-10dBm(0.07V)の入力電圧を2.45GHzにおいて1V以上に昇圧整流している様子が分かる。

。

【0028】

次に図4の制御回路チップについて詳細に説明する。

【0029】

発振回路は $V_{DD}$ が与えられると $f_s$ のクロック信号を発生する。出力タイミング回路は $V_{DD}$ 及びクロック信号が与えられると、図12、図13に示すアンチコリジョンの為にアドレスカウンタは出力可能信号とクロック信号(出力可能信号)を発生する。アドレスカウンタは出力可能信号とクロック信号が与えられるとクロックLパルスごとにメモリ読み出しアドレスを順次出力する。なお、このときデータ送信レートは $f_s/L$ (bit/sec)となる。メモリはアドレスカウンタで指定されたアドレスに記録されている2bitづつの情報を順次出力する。シフトレジスタはクロック $f_s$ を1/4分周した信号を出力する。

s によって動作し、1/4 分周器出力を  $90^\circ$  位相単位でシフト動作する。データセレクタは、出力可能信号が与えられると 2 bit のメモリ出力に応じて 4 位相 ( $0^\circ$  から  $270^\circ$ ) のシフトレジスタ出力のうち一つを選択出力する。

$$[0 \ 0 \ 3 \ 0]$$

この時、分周器を  $1/M$ 、シフトレジスタを  $M$  段、データセレクタを  $M$  入力とすることで MPSK 変調とすることが可能である。この場合単位送信電力当たりの送信情報量をより大きく出来るという効果が得られる。

[0 0 3 1]

データセレクタの出力は抵抗を介して PINダイオードD 7及びD 8に流れる電流の振幅を  $f_s / 4$  周期で変化させ、2分割されたストリップ導体間の接続インピーダンスを変調する。このインピーダンスの変化は、図14に示すように、質問器側のアンテナとRF調する。このインピーダンスの変化は、図14に示すように、質問器側のアンテナ間の相互結合インピーダンスを変化させ、結果として質問器側のアンテナの反射係数  $\Gamma$  を  $f_s / 4$  周期で変化させることになる。図15はこのときのスペクトルアナライザによる観測信号の一例であり、 $f_0$  の入射波が  $f_{L0}$  周期での  $\Gamma$  の変化によって変調された結果発生した信号成分 ( $f_0 + f_{L0}$ 、 $f_0 + 3f_{L0}$  など) が確認できる。

【0 0 3 2】

ところで、本発明のRFIDタグ装置に用いるマイクロストリップアンテナについてその性質を解説する。マイクロストリップアンテナは板状ダイポールアンテナに地板を近づけただけでアンテナとしてはダイポール動作のように考えられるが、実際にはダイポールアンテナとは動作原理が大きく異なる。すなわち、ダイポールアンテナは電流アンテナであり、ストリップアンテナは磁流アンテナである。本発明でインピーダンス変調用のPINダイオードをマイクロストリップ導体の幅方向の両端に2個配置した理由も、ストリップ導体を流れる電流が幅方向の両端に集中するためである。

[0 0 3 3]

図16は、図14の評価系において、地板を持たない従来ダイポールアンテナをRFIDタグに用いた場合と、本発明の2分割マイクロストリップアンテナをRFIDタグに用いた場合について質問器で受信できる応答信号の強さをアンテナ長Lをパラメータとして解析した例である。この図を見て分かるように、本発明の方法は従来方法と比較して約10 dB (電力が10倍) 応答信号を強く受信できる。

[0 0 3 4]

図14の評価系において、マイクロストリップアンテナの設計パラメータ  $w$  及び  $h$  (  $L$  は一定とした) に対する応答受信レベル周波数変化を図18乃至図20に示す。図18では、  $h$  (絶縁体の厚み) を小さくすることによって同サイズで低周波化 (同周波数で小型化) 出来るが、利用できる周波数帯域幅が狭くなることがわかる。

[0 0 3 5]

また、図19では、 $w$ （ストリップ導体幅）を大きくすることによって同サイズで低周波化できるが、利用できる周波数帯域幅が狭くなることがわかる。

[0036]

図20では同サイズで低周波化した場合と高周波化した場合でインピーダンス変調用のPINダイオードの直列抵抗が受信レベルに与える影響について解析した結果である。この図を見て分かるように、同周波数で小型化した(h小、w大)では、PINダイオードの直列抵抗の影響を大きく受け、高い応答受信レベルを得るには低抵抗化しなければならない。PINダイオードを低抵抗動作させる為には大きな電流を流すか、または接合容量を増やす(大面積、短接合)しかない。大電流はRFIDタグ装置の消費電力を増やすため、好ましくない。

【0037】

図21は図14の評価系において、PINダイオードの直列抵抗と接合容量をパラメータとして最大応答受信レベルを解析した結果である。この図を見て分かるように、PINダイオードの接合容量を増やしても応答受信レベルがほとんど変化しないことから、比較

的安価なPINダイオードを使用しても高い応答受信レベルが得られる。

【0038】

また、PINダイオードの代わりにMOSFETのようなトランジスタを用いても良い。この場合より消費電力を低減することが出来る。

【0039】

また、受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの縦接続をGND側柱と受電側柱とみなしたときダイオードはそれらを連絡する桁と見なす事が出来る。通常は全てのコンデンサの容量を同一にして昇圧効率を最大とするが、本発明ではGND側柱に対して受電側柱のコンデンサ容量を一桁小さく（具体的にはGND側柱：受電側柱=1:0.05）し、かつ、第一番目のダイオード（GND-受電点）を取り除くことによって入力負荷容量を小さくし、かつ、直流ショートで高周波高インピーダンス受電が可能となる。

【実施例2】

【0040】

(RFIDタグを持たない移動物体の位置検出方法)

本発明のRFIDタグが無電源でありながら比較的長距離で通信を行なうことが可能である特徴を利用する。

【0041】

図6に示すように、タグ#1乃至タグ#4及び質問器#1と質問器#2の位置は既知であるとして移動物体が遮るパスの情報から移動体の位置を推定することが可能になる。

【0042】

この場合、 $f_{m1} = f_{m2}$ 、 $f_{s1} = f_{s2} = f_{s3} = f_{s4}$ として質問器からのCW出力を時分割、タグからの応答をアンチコリジョン系としても良い。

【0043】

さらに、 $f_{m1} \neq f_{m2}$ 、 $f_{s1} = f_{s2} = f_{s3} = f_{s4}$ として質問器からのCW出力を連続して出力し、タグからの応答をアンチコリジョン系としても良い。

【0044】

さらに、 $f_{m1} \neq f_{m2}$ 、 $f_{s1} \neq f_{s2} \neq f_{s3} \neq f_{s4}$ を全て異なる周波数として質問器からのCW出力を連続して出力する系としても良い。

【実施例3】

【0045】

(RFIDを持つ移動物体の位置検出方法)

本発明のRFIDタグが無電源でありながら比較的長距離で通信を行なうことが可能である特徴を利用する。

【0046】

図22、図23に示すように親機側に複数の受信アンテナを用い、2周波以上のCW信号を送信しRFIDタグからの応答信号の位相差を検出することによってRFIDタグの3次元位置を推定することができる。

【0047】

図7において親機の構成を示す。フーリエ変換部ではアンテナ#1乃至#4のRe及びIのデータの時系列フーリエ積分して周波数△のスペクトル位相を算出する。この時、各アンテナケーブル及びダウンコンバータと選択SW切換時間差による位相差は校正・補償するものとする。

【0048】

なお、図29は図7の構成でRFIDタグの3次元位置を推定するためのアルゴリズムをFORTRAN言語で実現した例であり、図30はこのプログラムの実施例である。また、図23のRFIDタグの3次元位置推定RMS誤差の解析は図29のプログラムにおいて受信アンテナの個数と距離測定誤差をパラメータとして計算機シミュレーションした結果である。

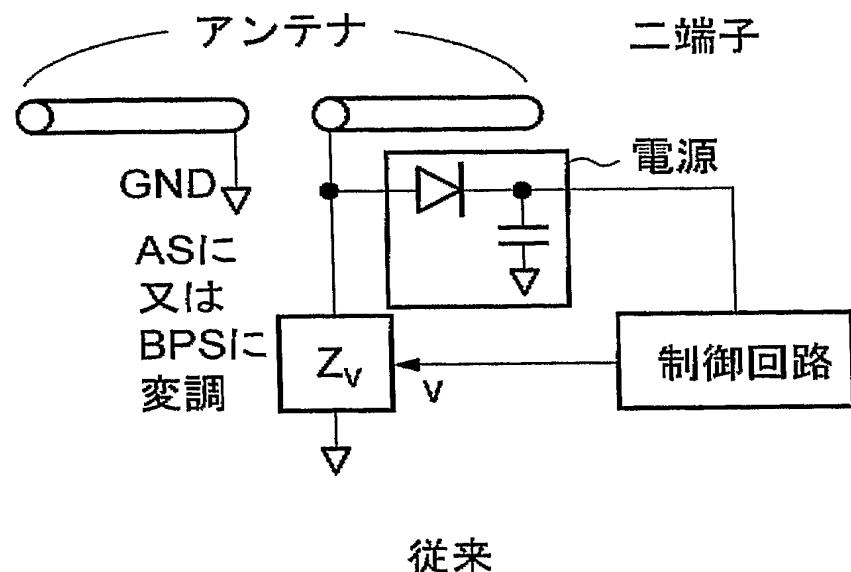
【実施例4】

【0049】

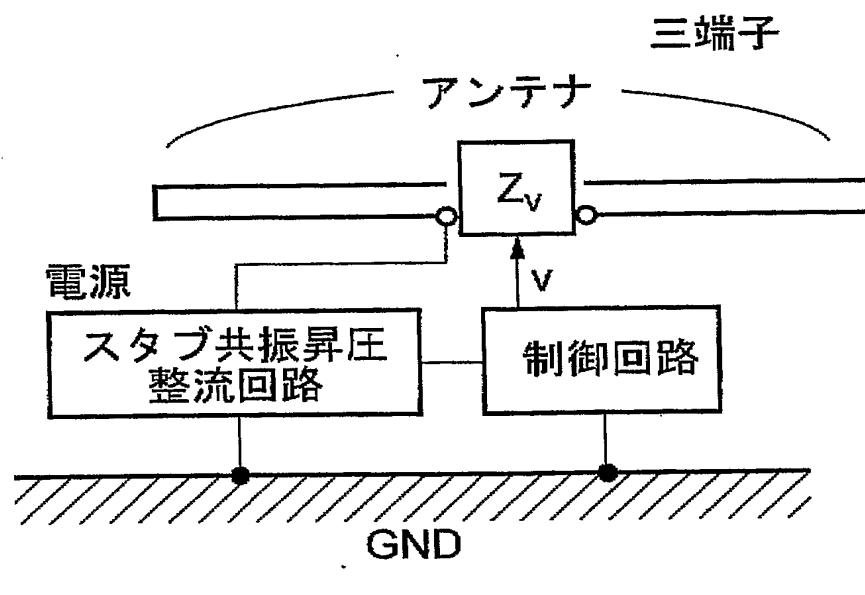


D7、D8 PINダイオード

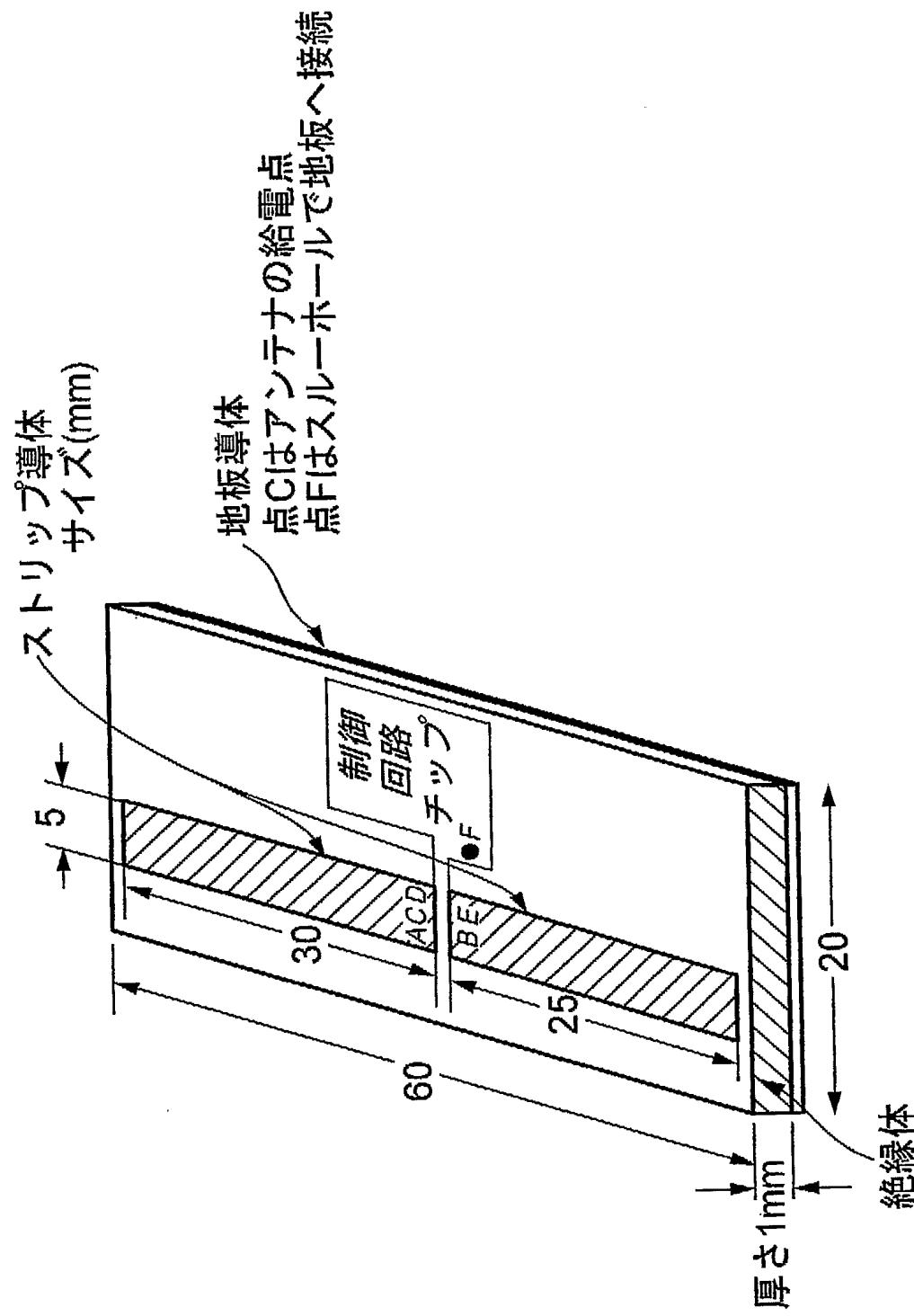
【書類名】 図面  
【図 1】



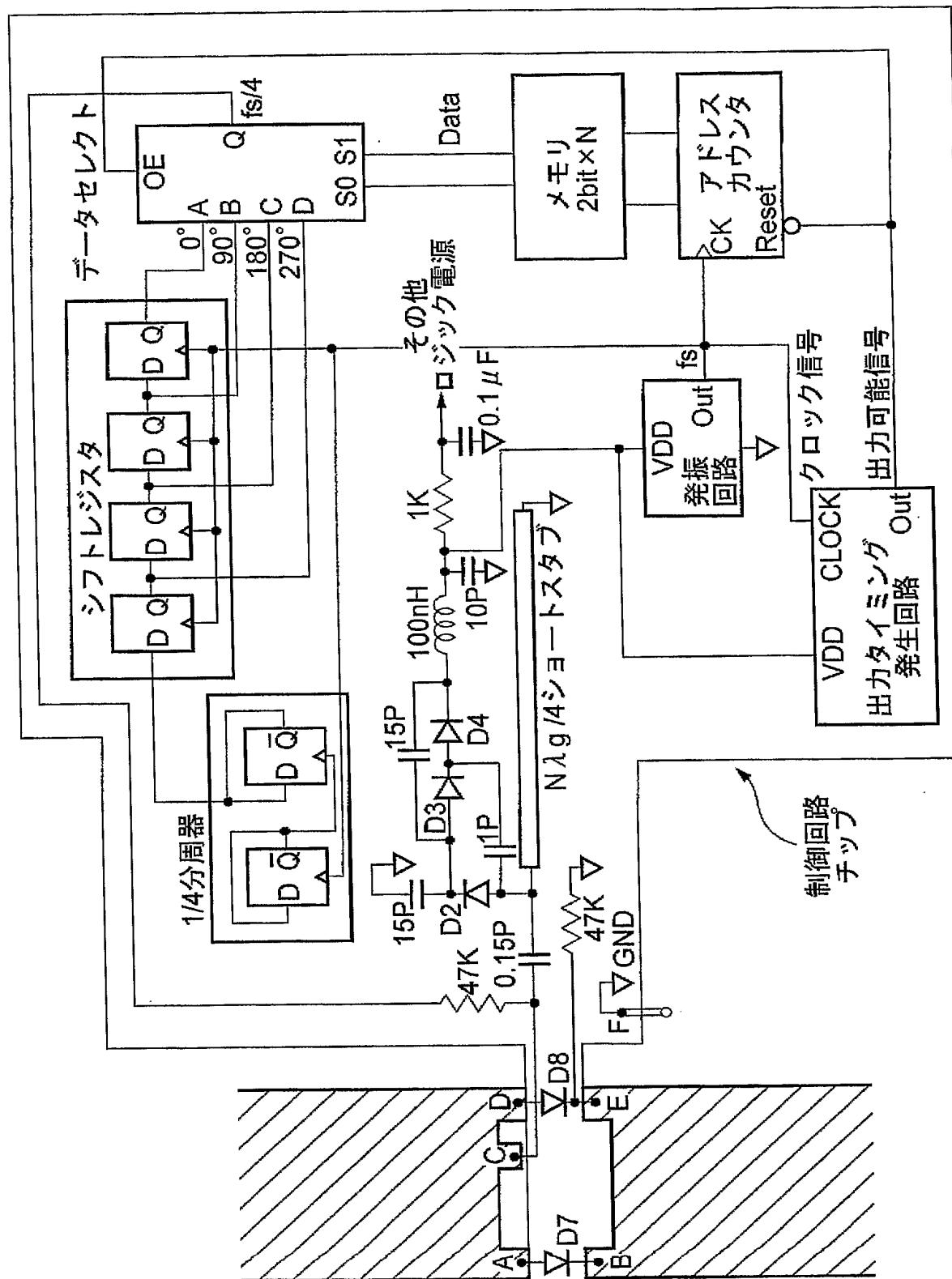
【図 2】



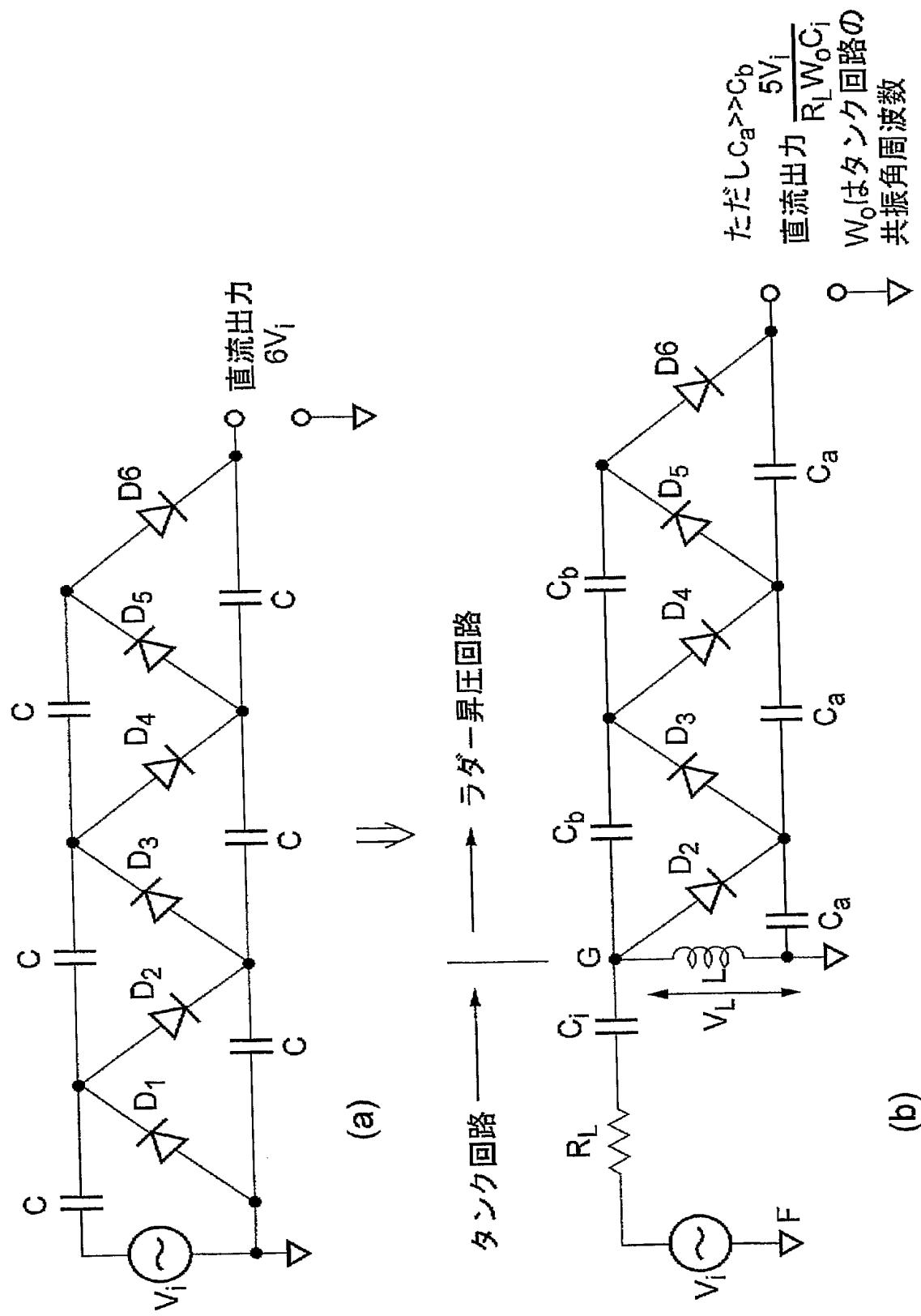
【図 3】



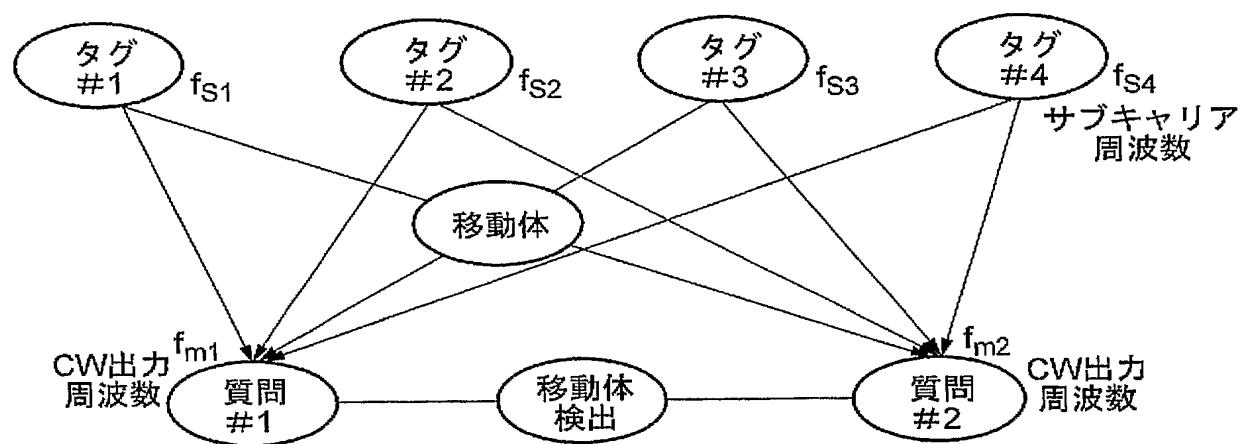
【図4】



【図5】



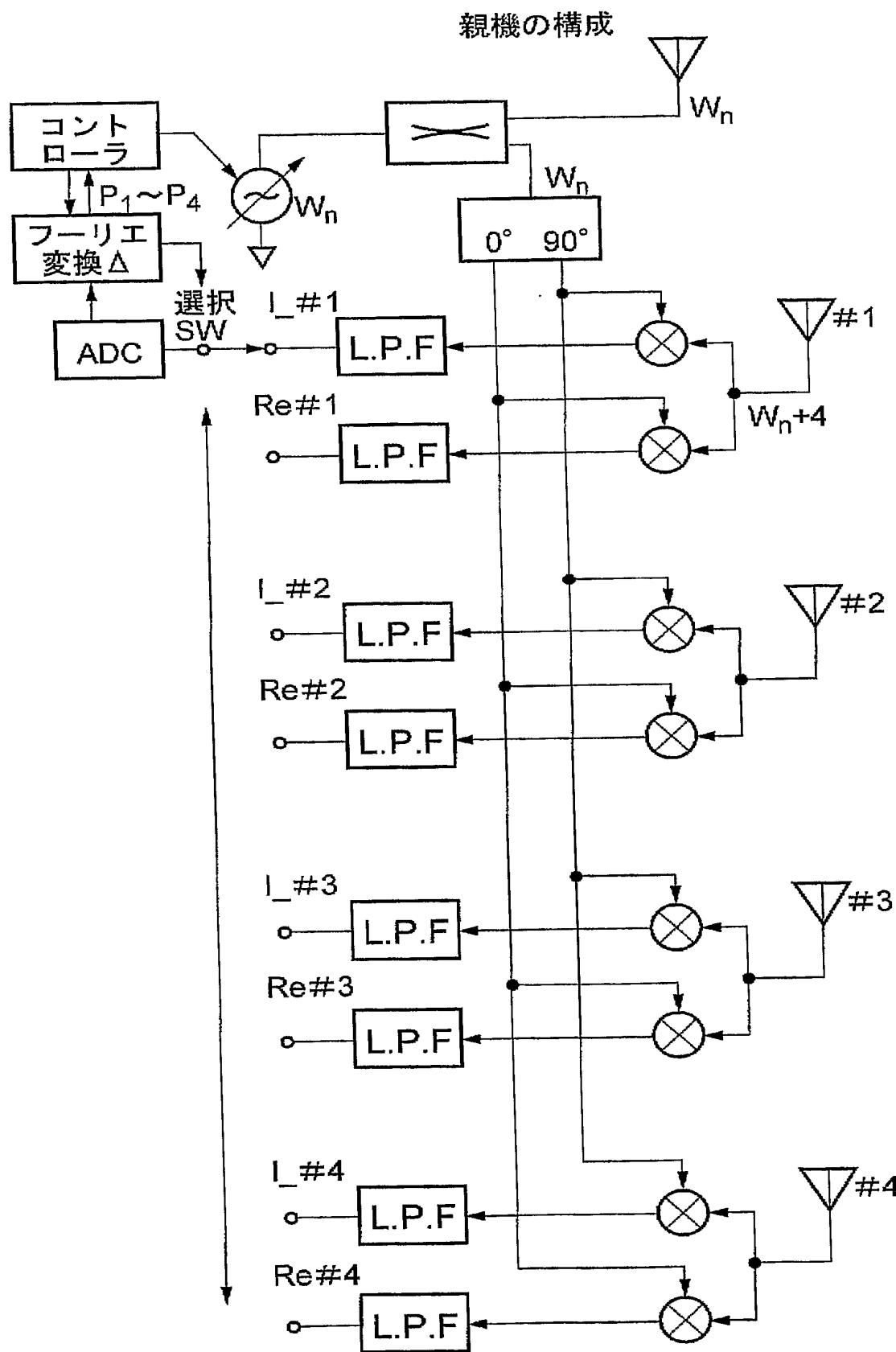
【図 6】



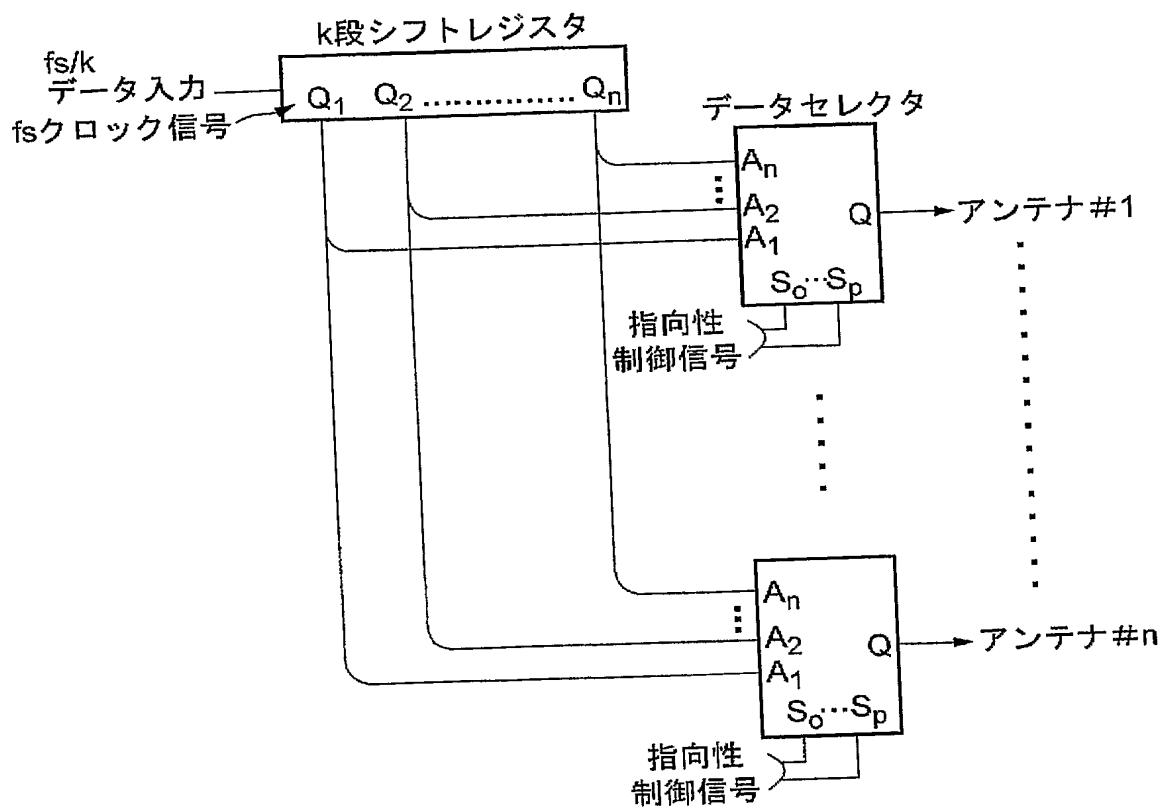
タグ応答信号の有無

		タグ番号			
		#1	#2	#3	#4
質問番号	#1	○	○	×	○
	#2	×	○	○	○

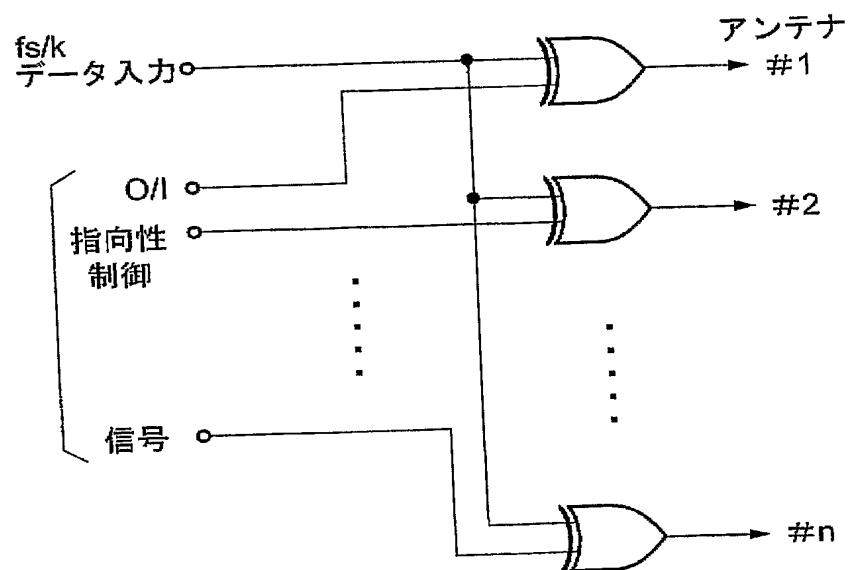
【図 7】



【図 8】

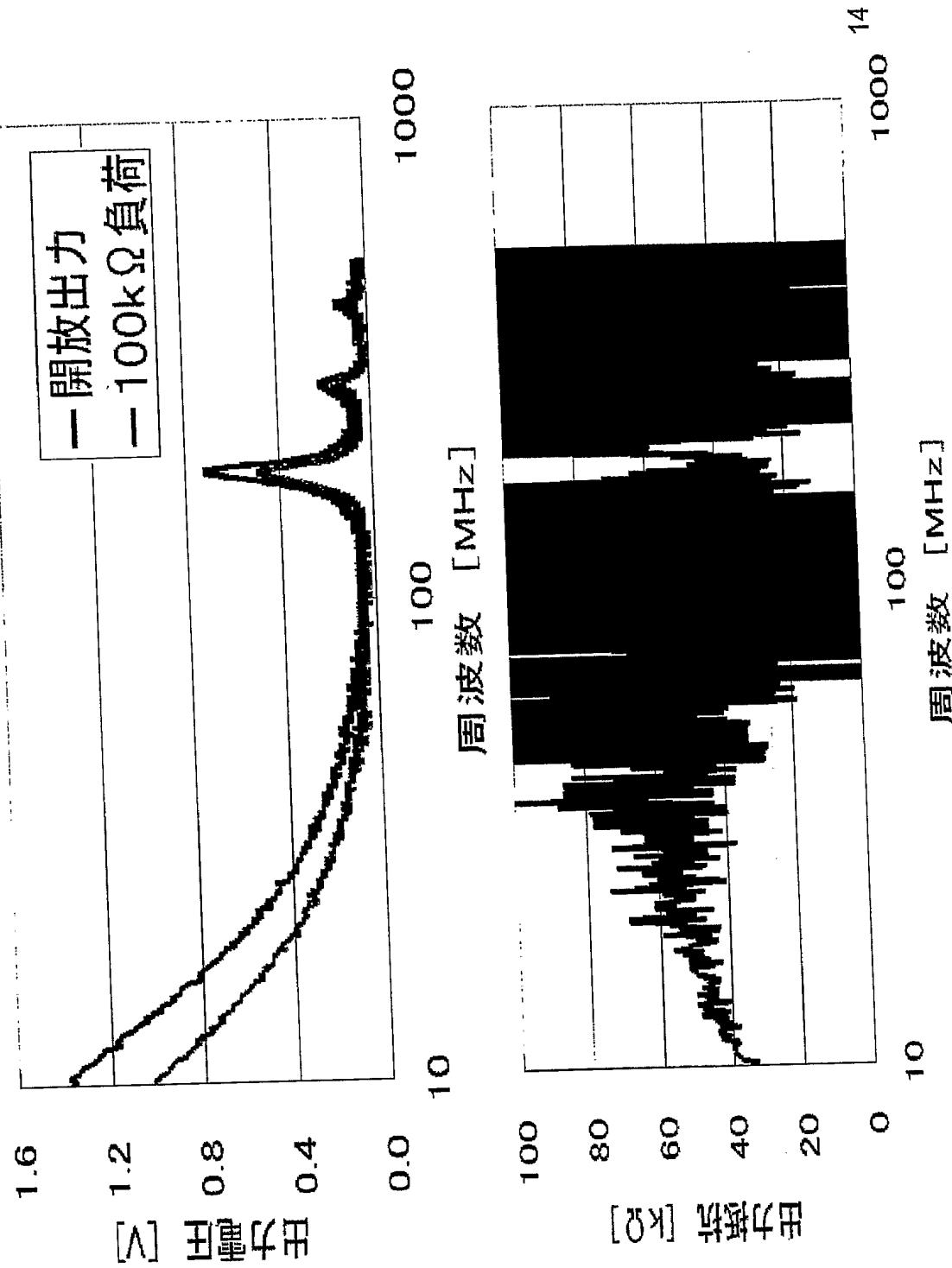


【図 9】



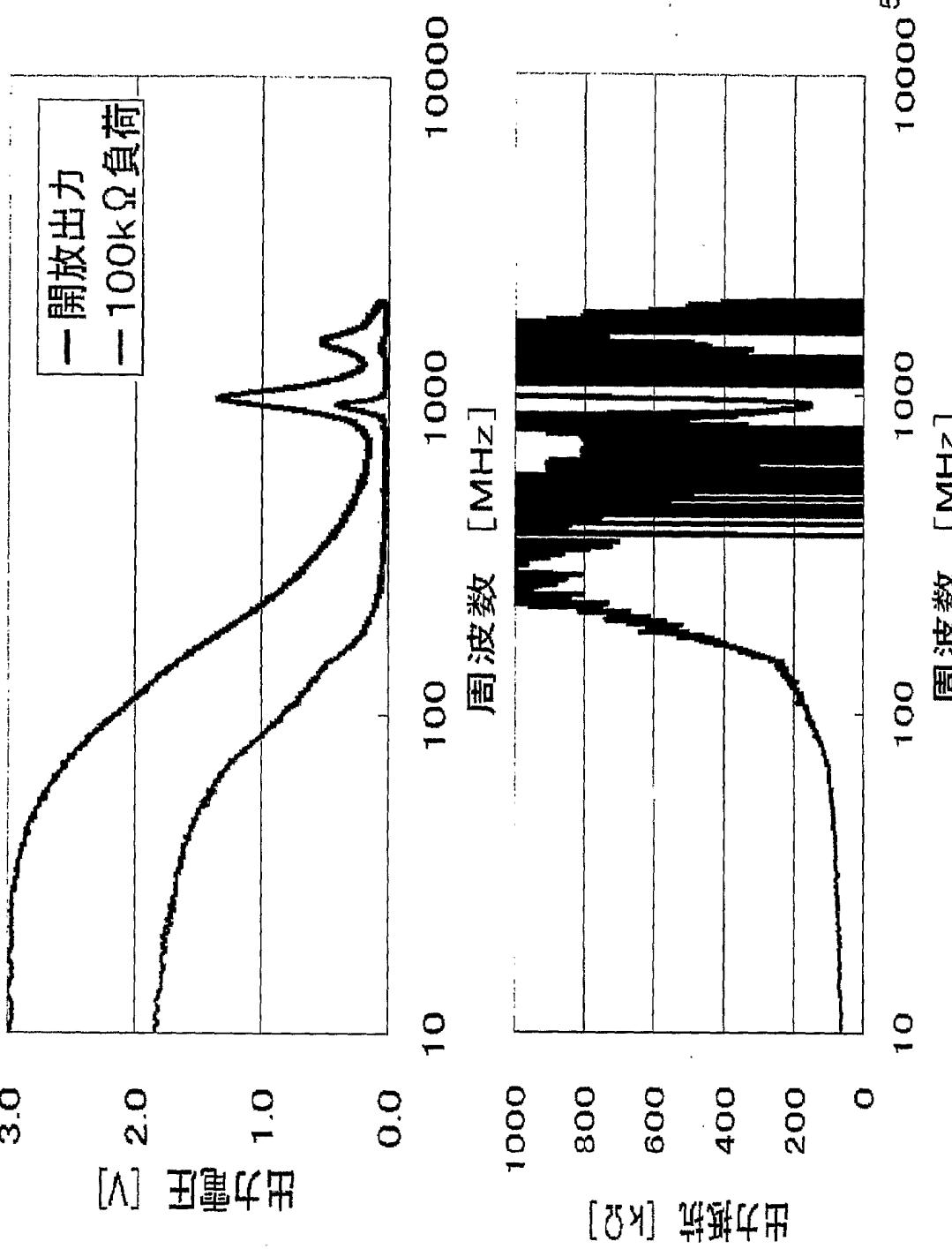
【図10】

10段コッククロフト・ウォルトン回路周波数応答  
 -3dBm入力 HRU0302A  $C_0=70\text{ pF}$



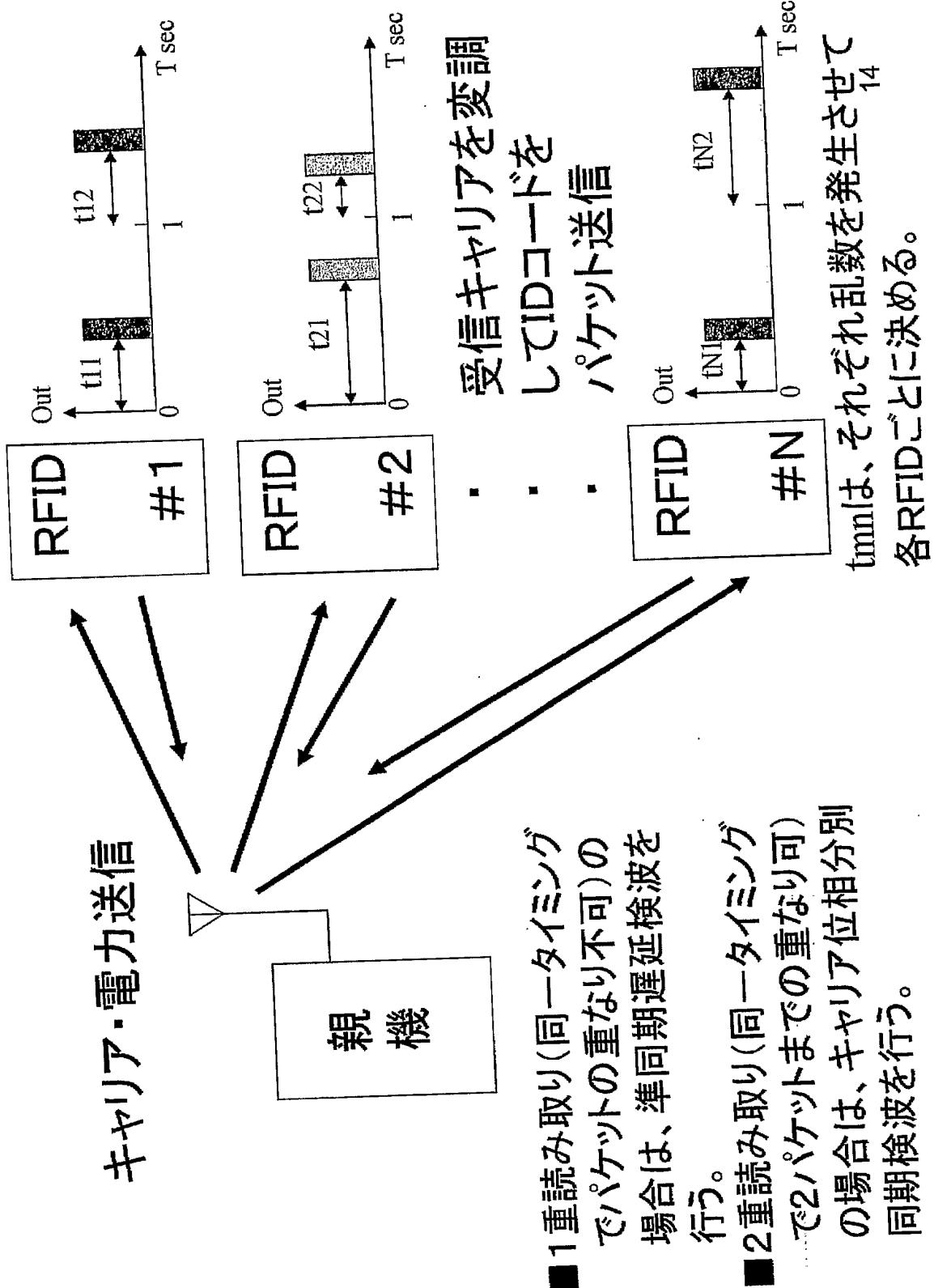
【図11】

10段コッククロフト・ウォルトン回路周波数応答  
 -3dBm入力 HSB226  $C_o=2.4\text{ pF}$

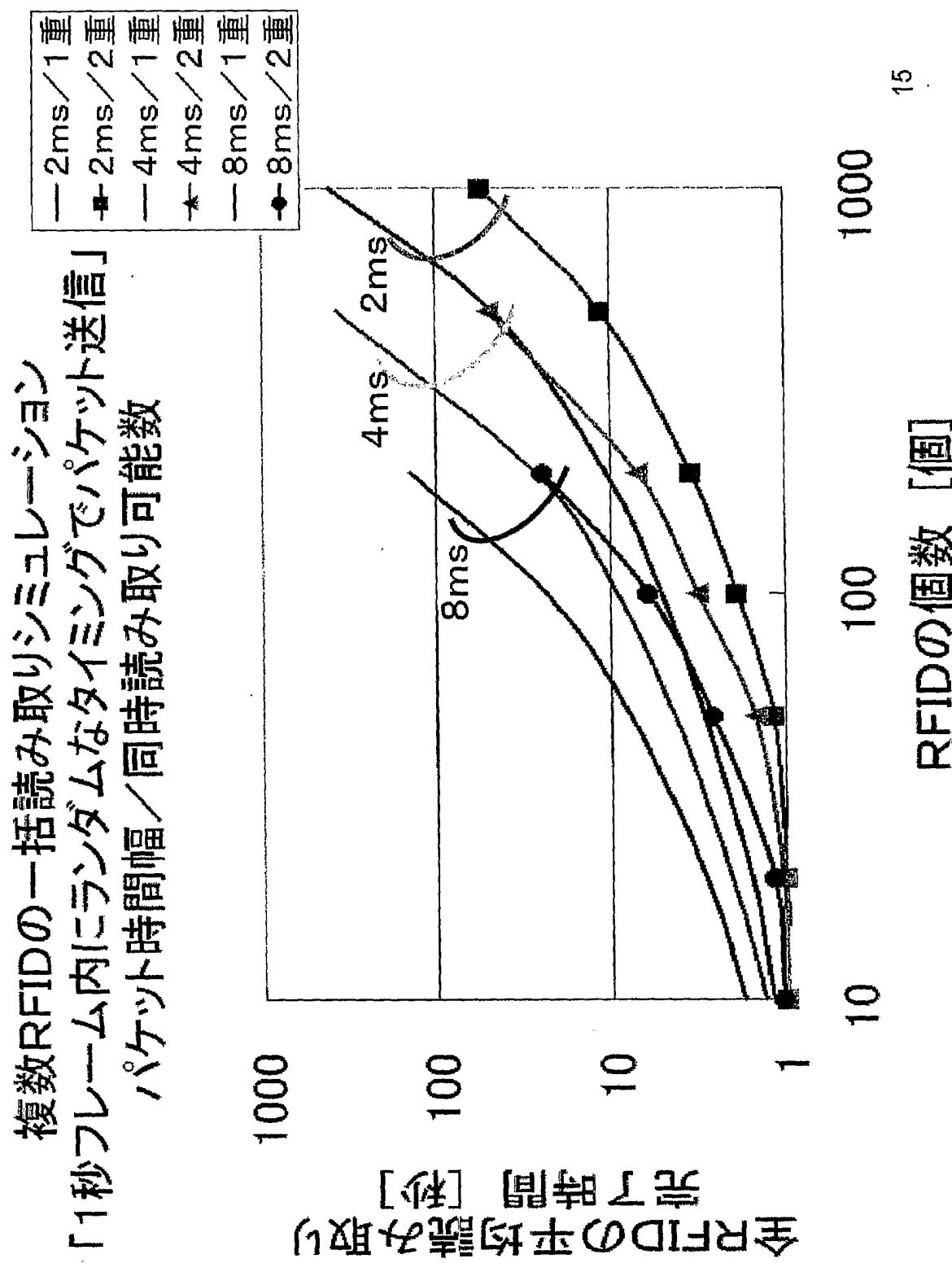


【図12】

## 複数RFIDの一括読み取り(Anticollision)

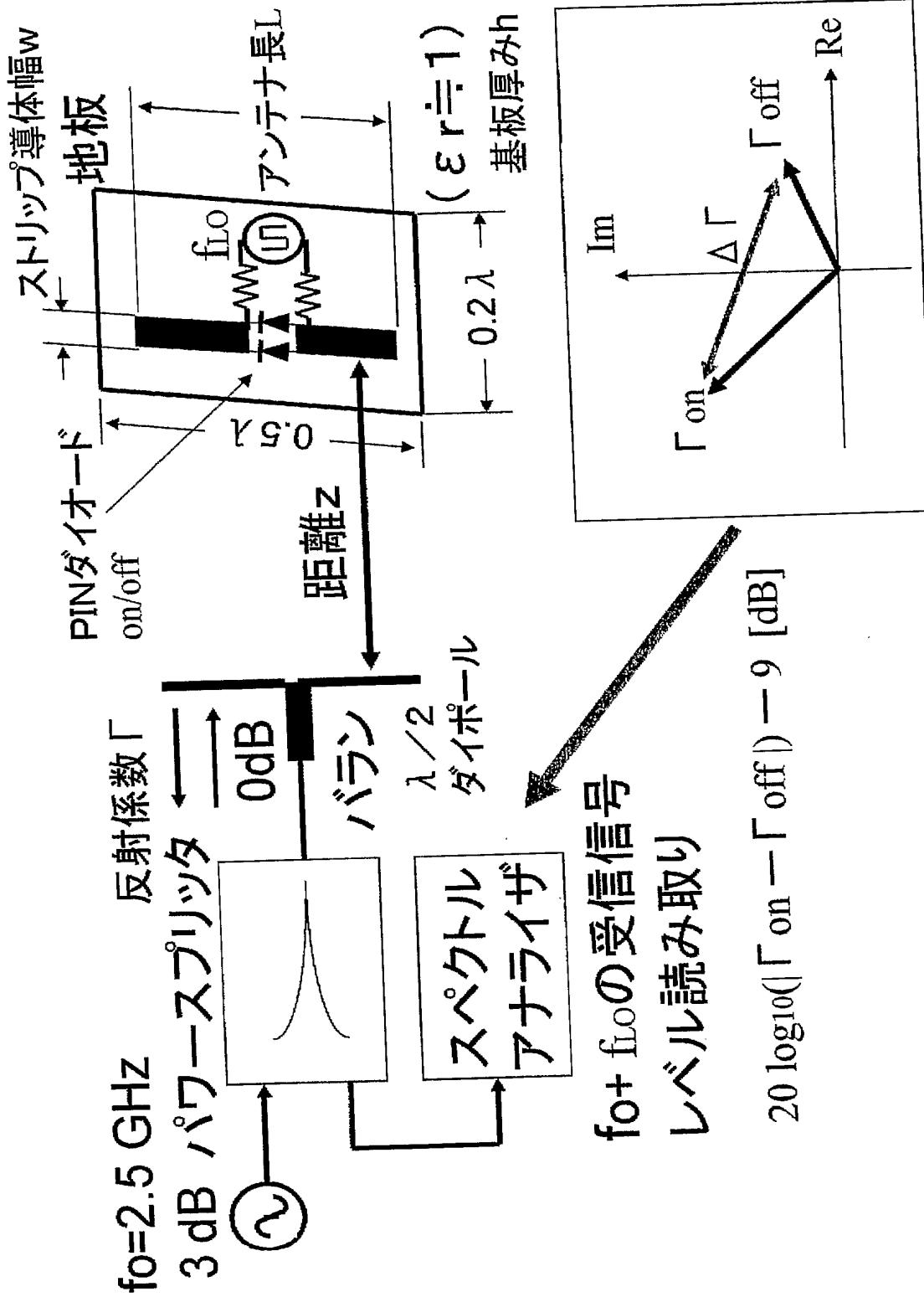


【図13】



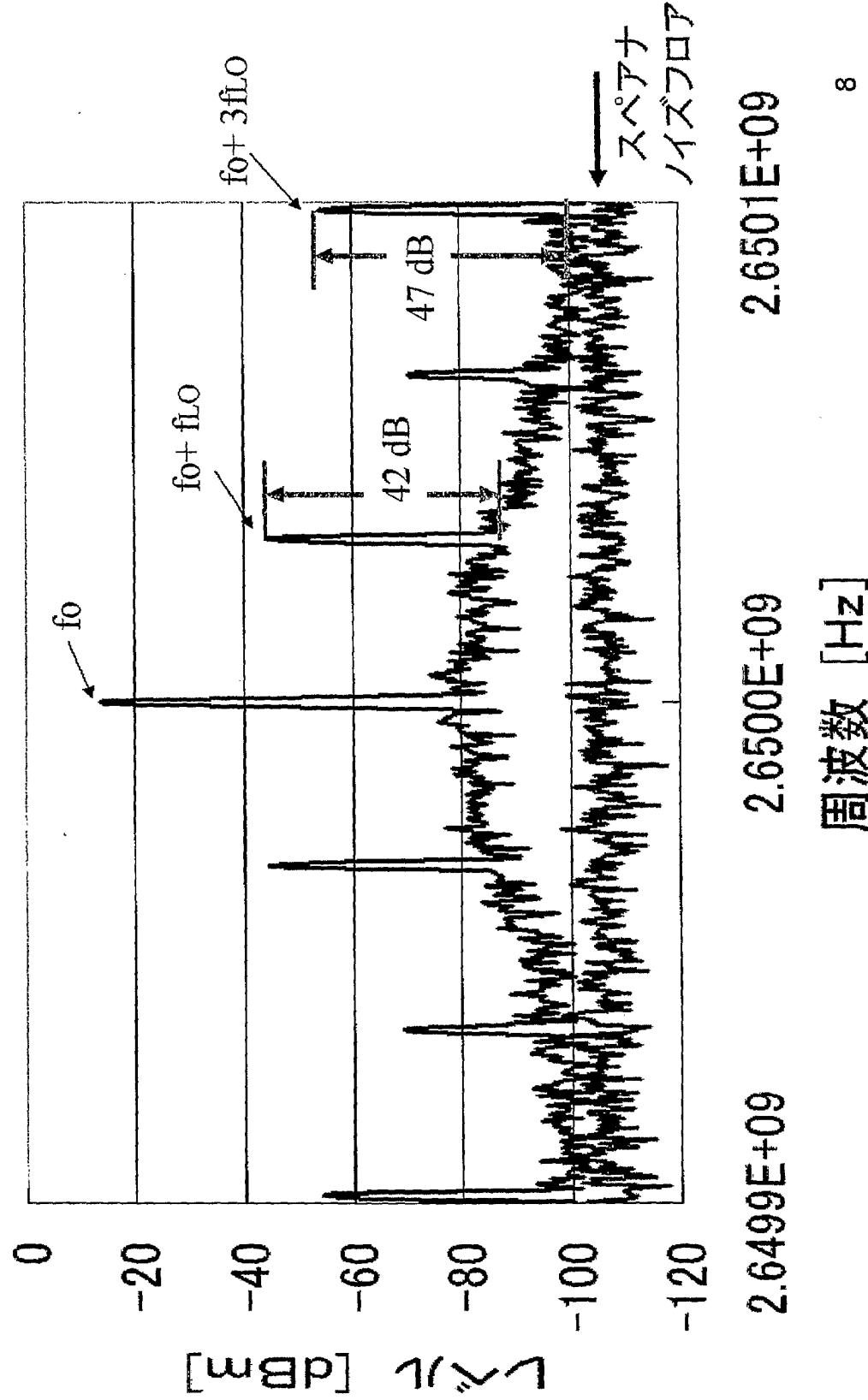
# RFID用平面アンテナの構造とシミュレーションモデル

【図14】



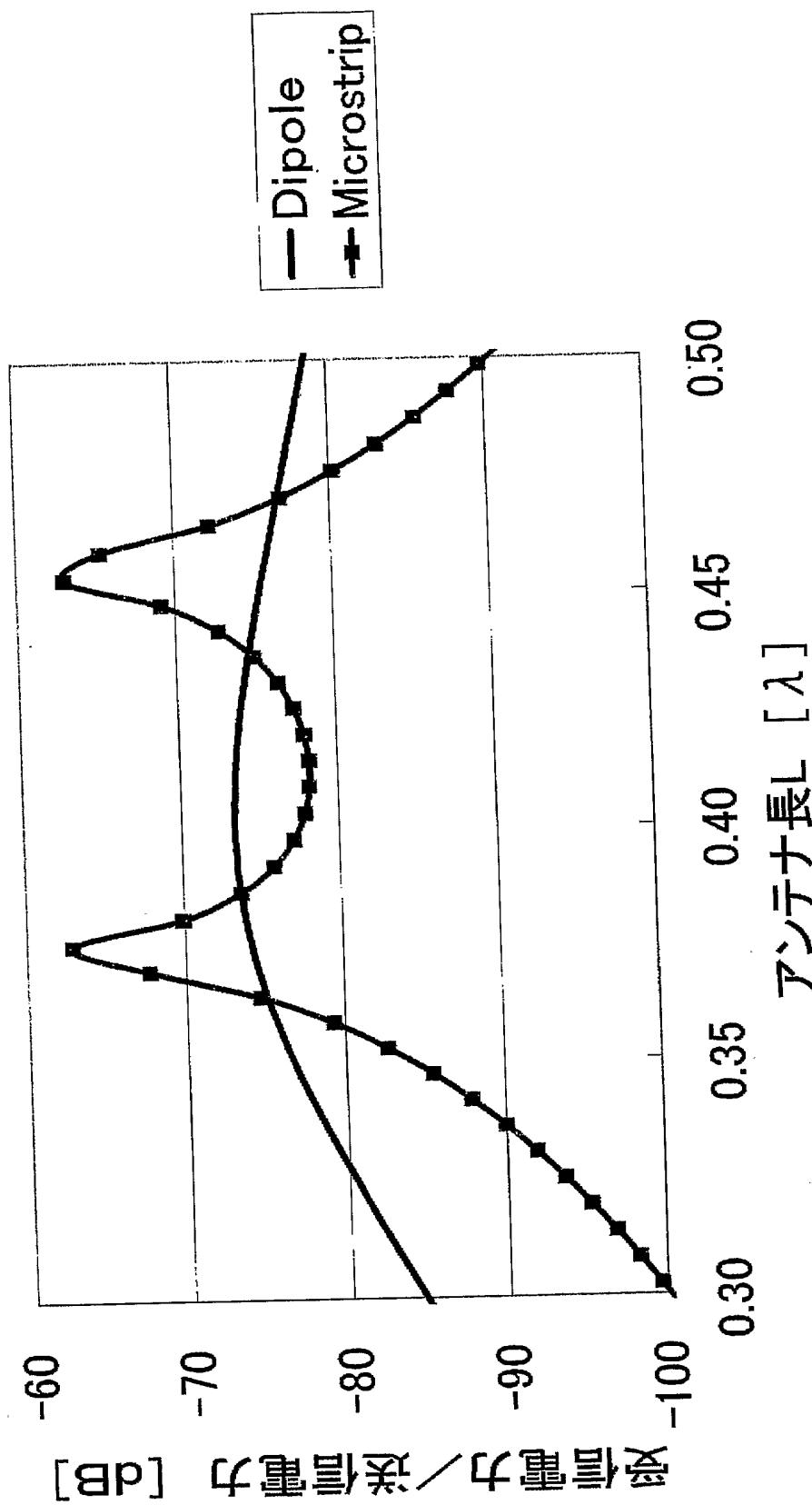
【図15】

# RFID応答信周波数スペクトラム HP83620A Synthesized Sweeper 使用



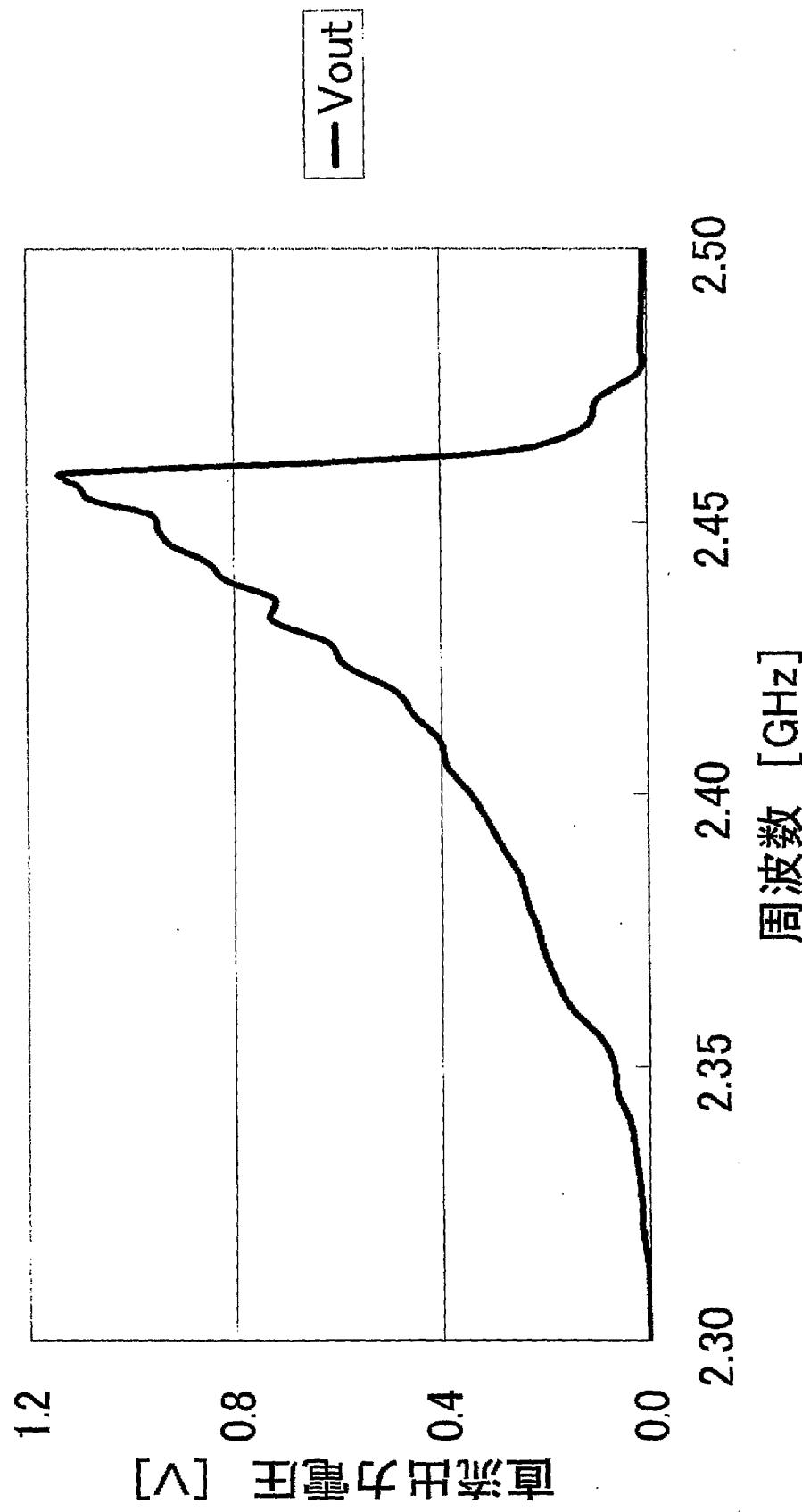
【図 16】

RFIDからの変調波受信利得比較  
送受信入／2ダイポール 距離  $z = 5\lambda$

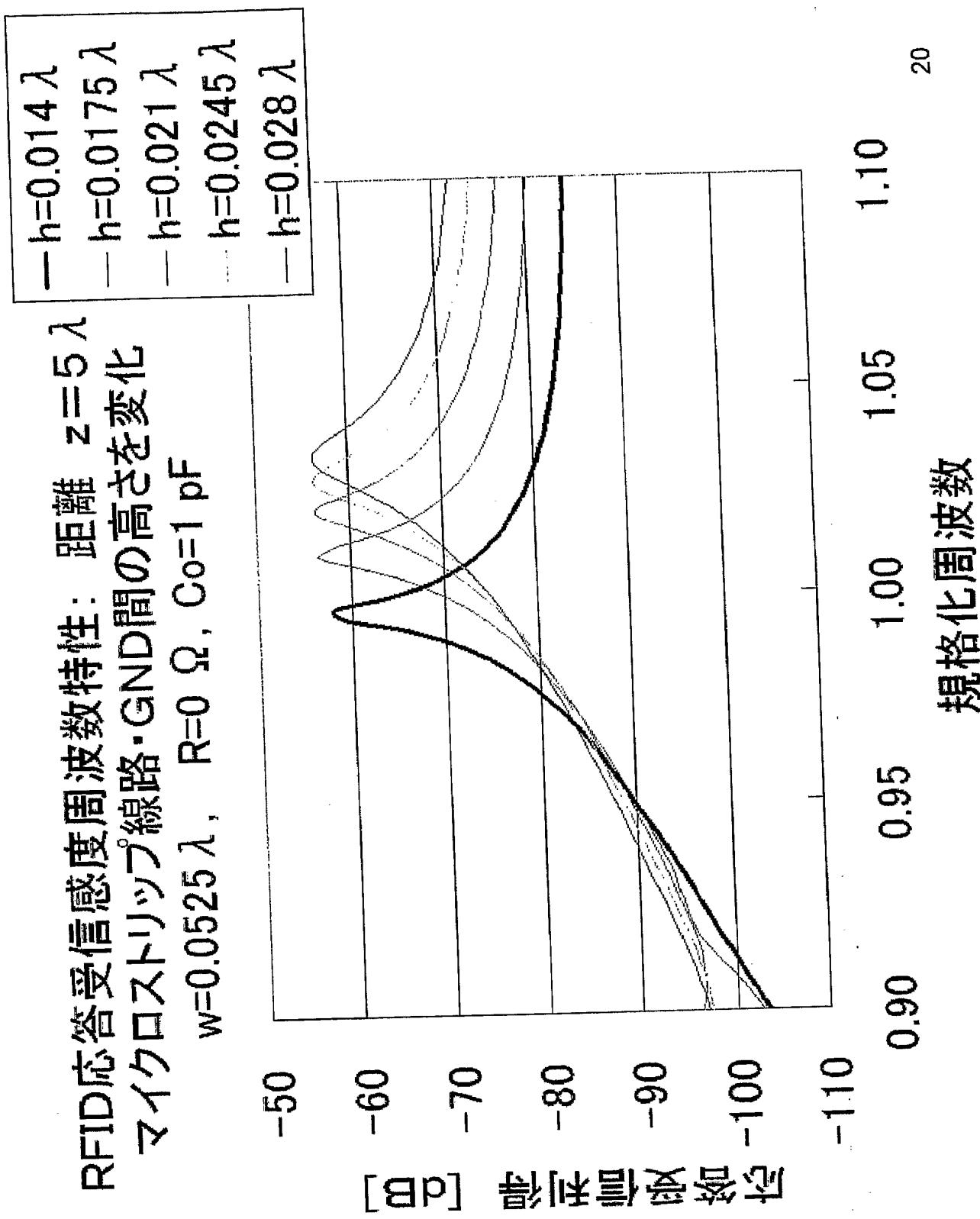


【図17】

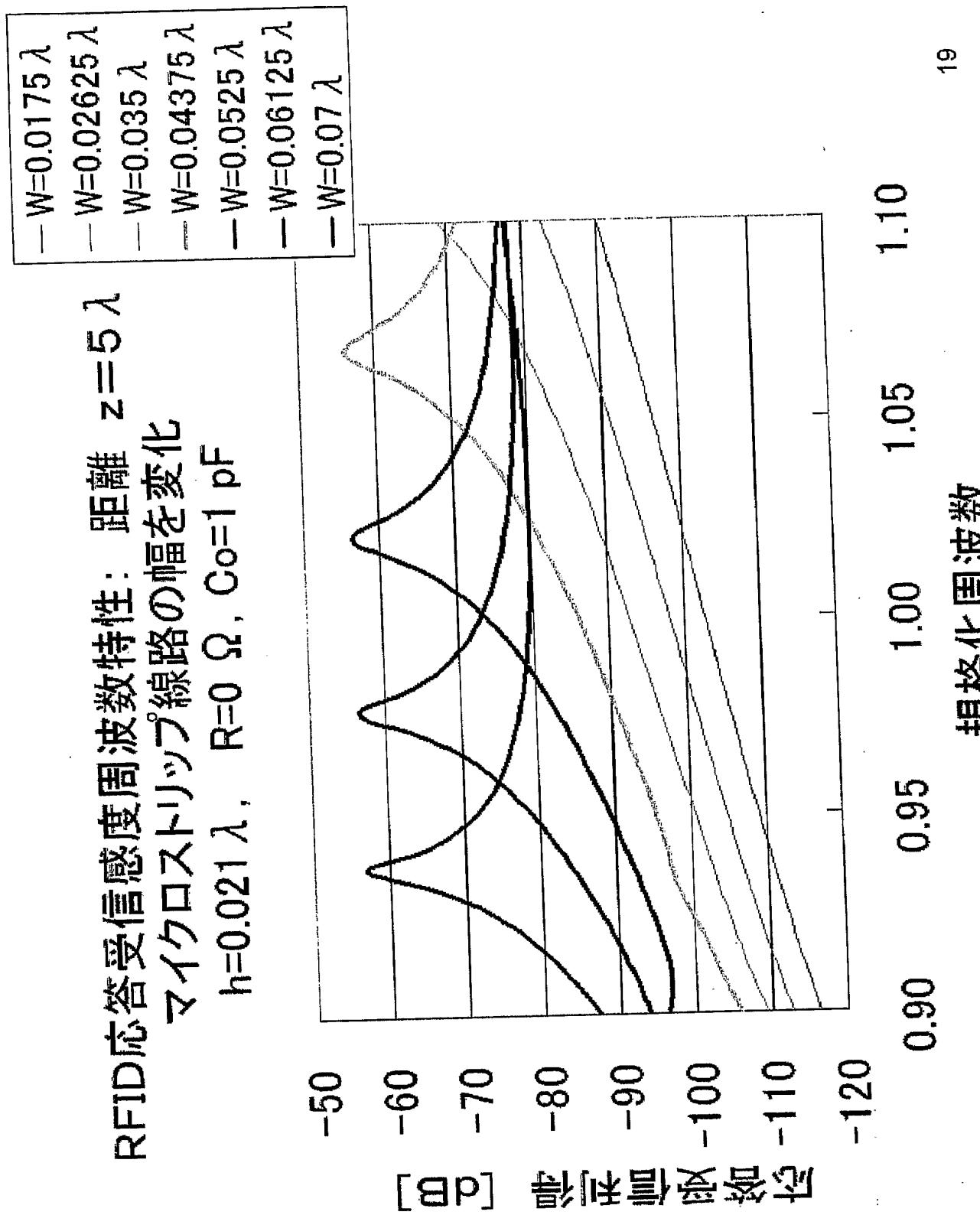
スタブ共振昇圧整流回路の周波数応答  
-10dBm入力  $RL=33k\Omega$  by SPICE simulation



【図 18】

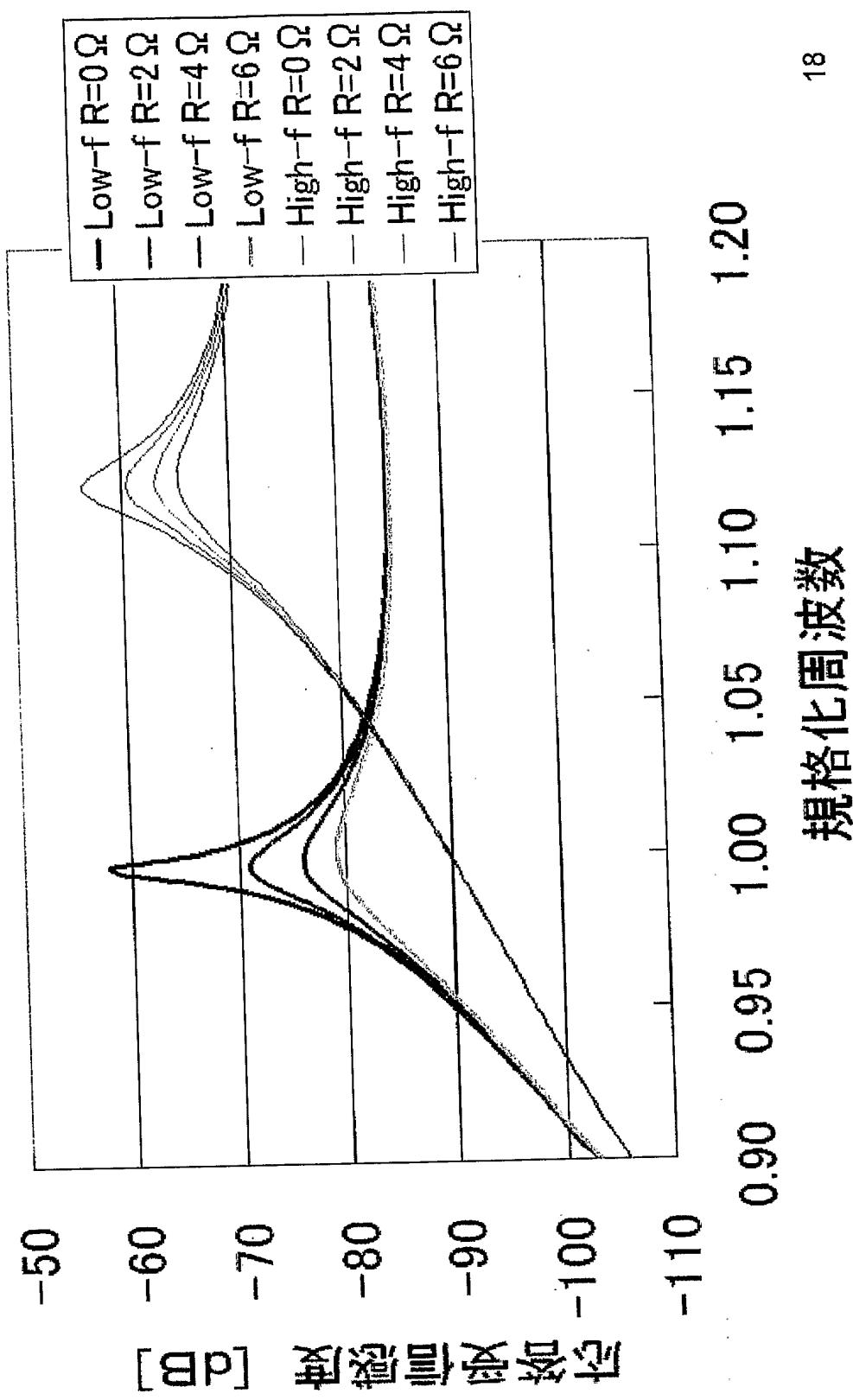


【図 19】

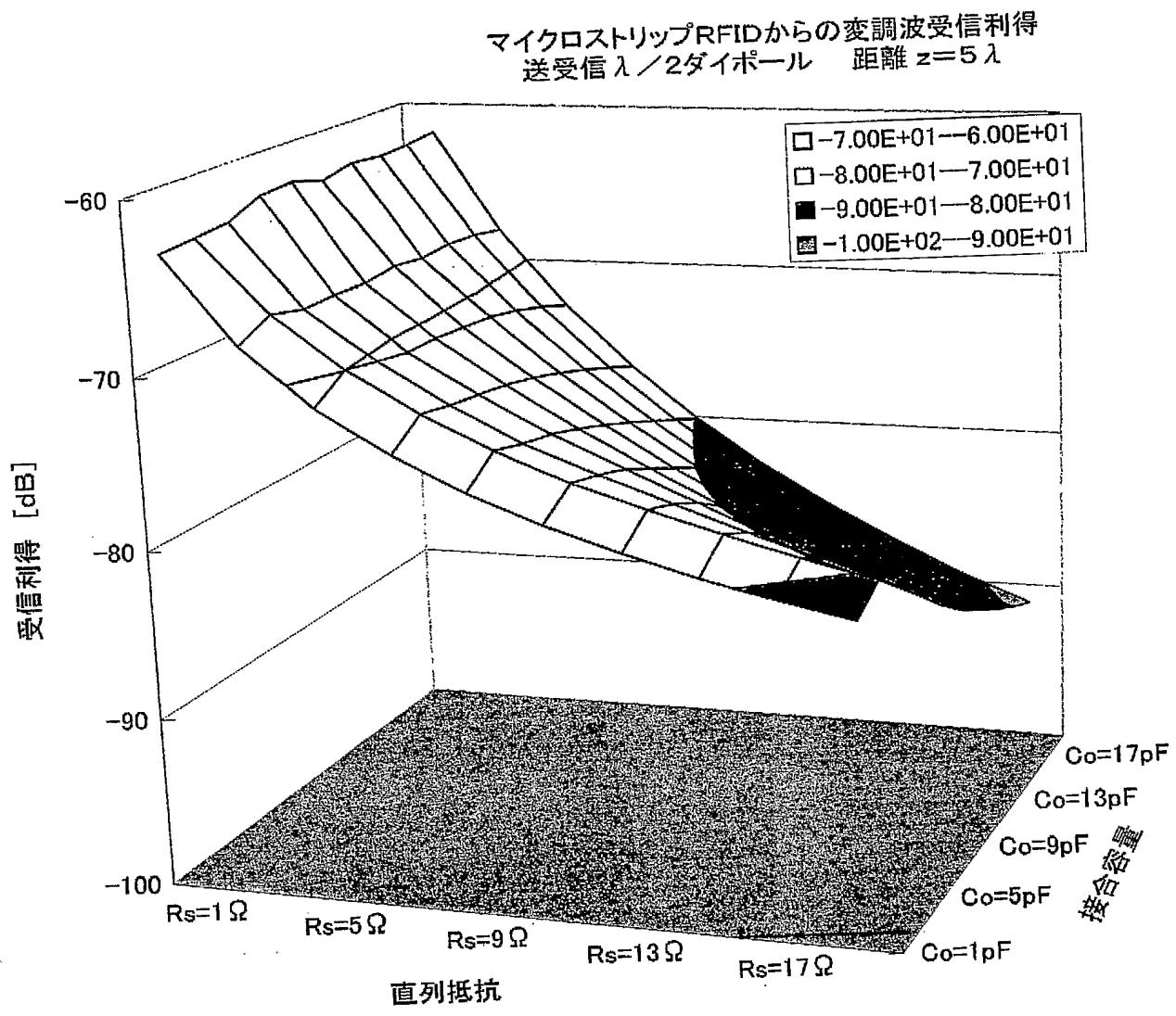


【図 20】

RFID応答感度周波数特性：距離  $z=5\lambda$   
 PINダイオードのシヨート抵抗Rを変化 (C-open=1pF)  
 Low-f:  $h=0.014\lambda$ ,  $w=0.0525\lambda$  High-f:  $h=0.028\lambda$ ,  $w=0.035\lambda$

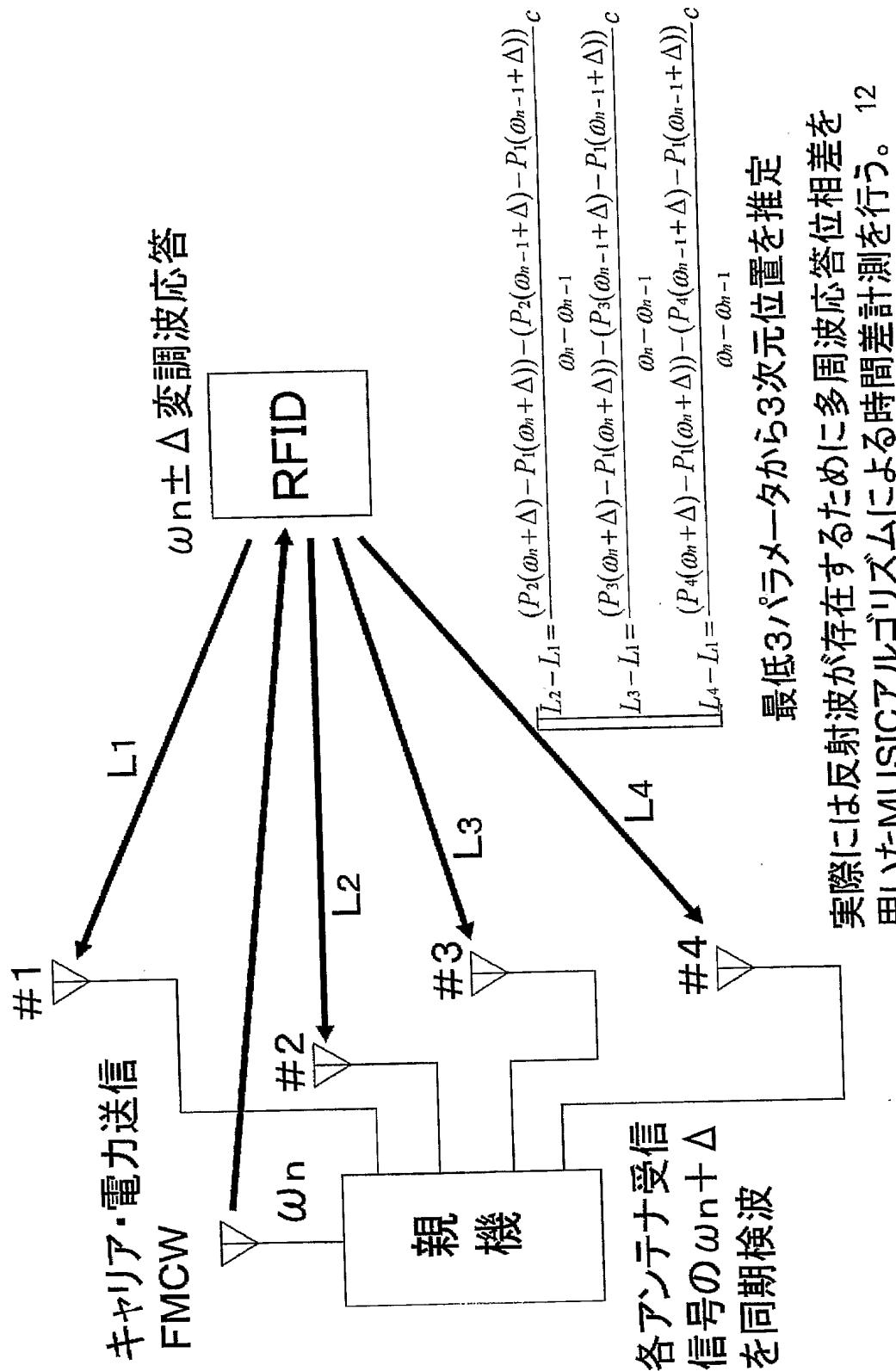


【図21】



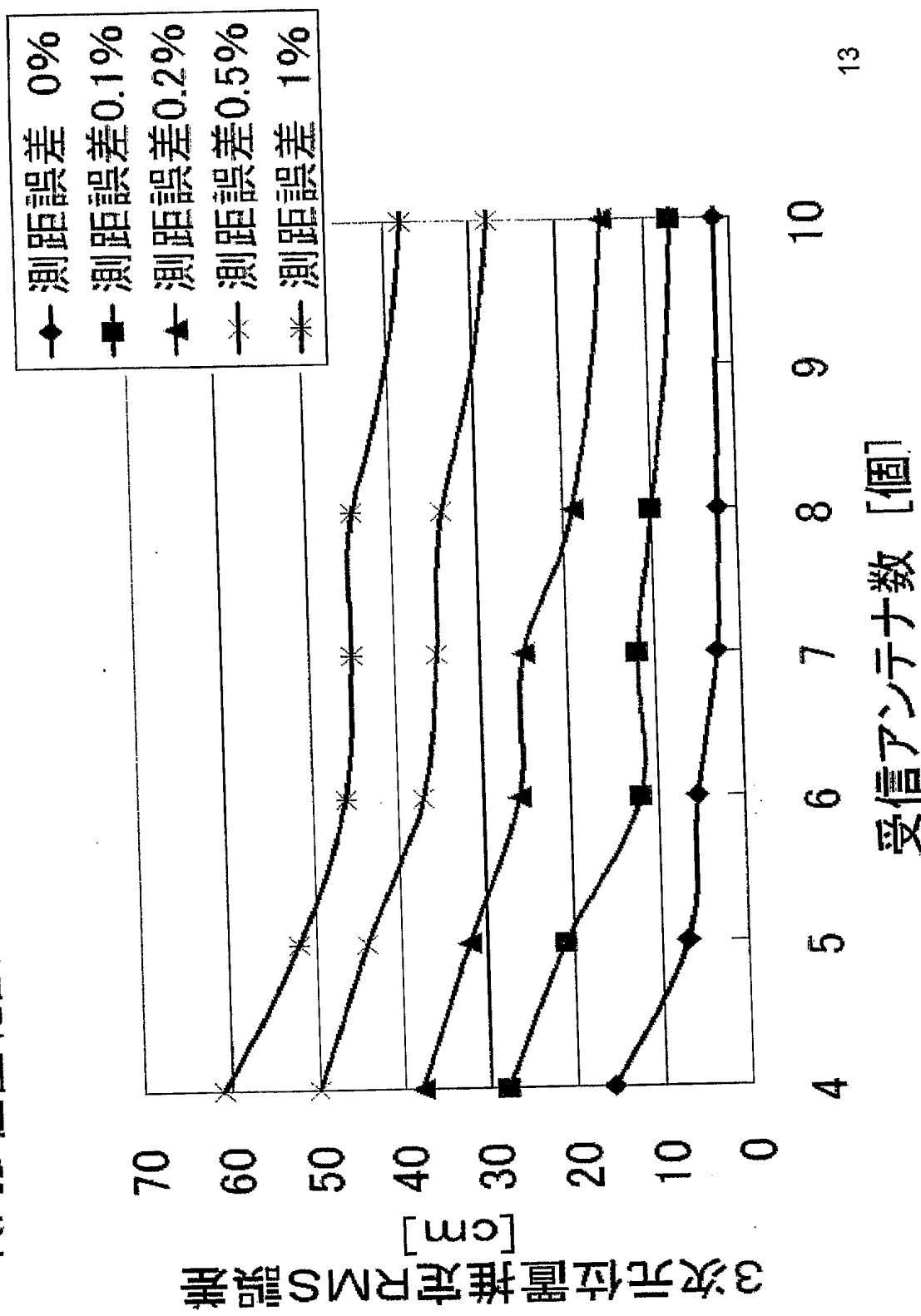
【図 22】

## FMCWキャリア送信によるRFID応答信号の受信位相差 を利用した3次元位置推定



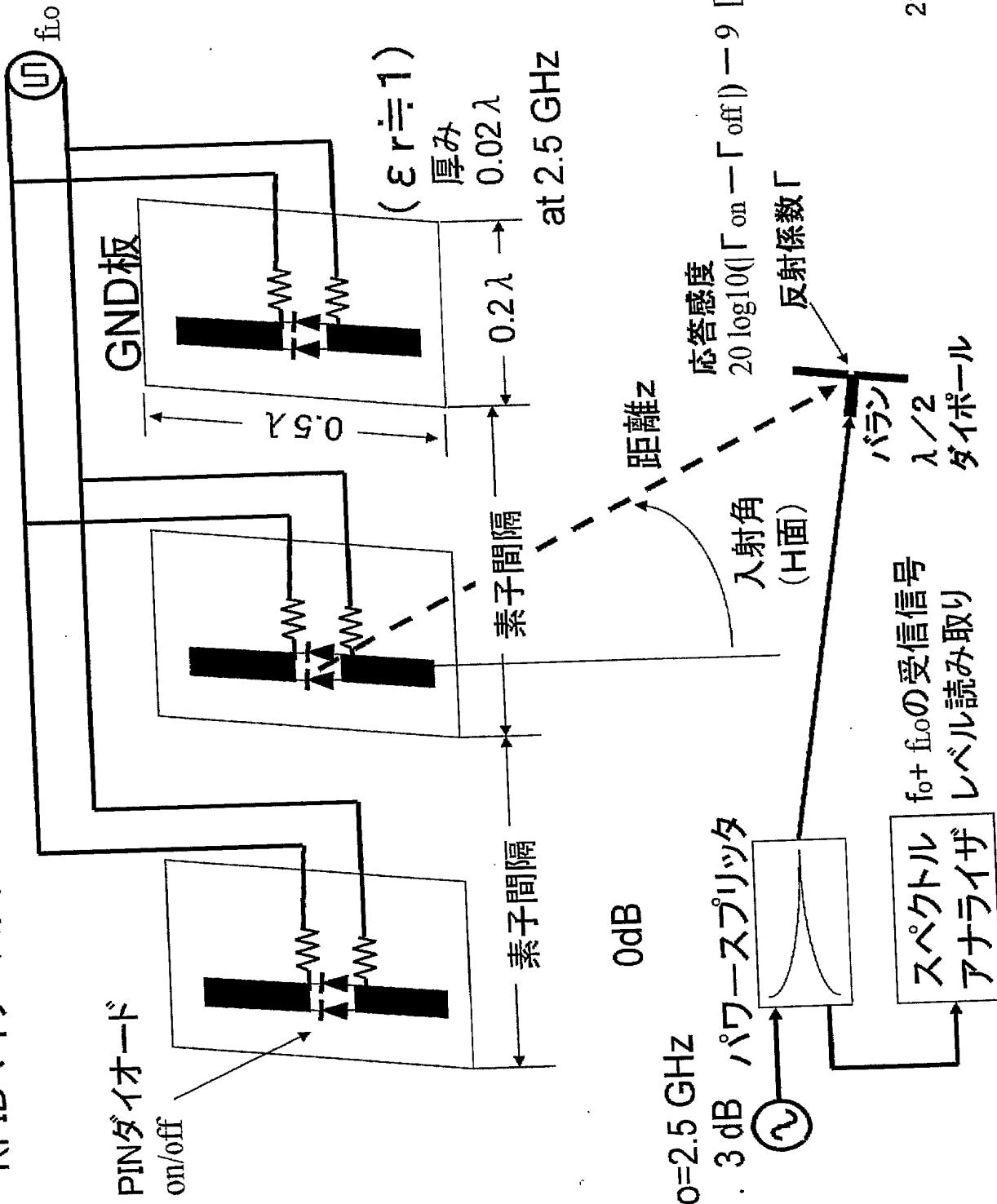
【図 23】

RFIDの3次元位置推定シミュレーション 100回平均値  
RFID位置範囲6m × 6m × 6m, 受信アンテナ間隔50cm



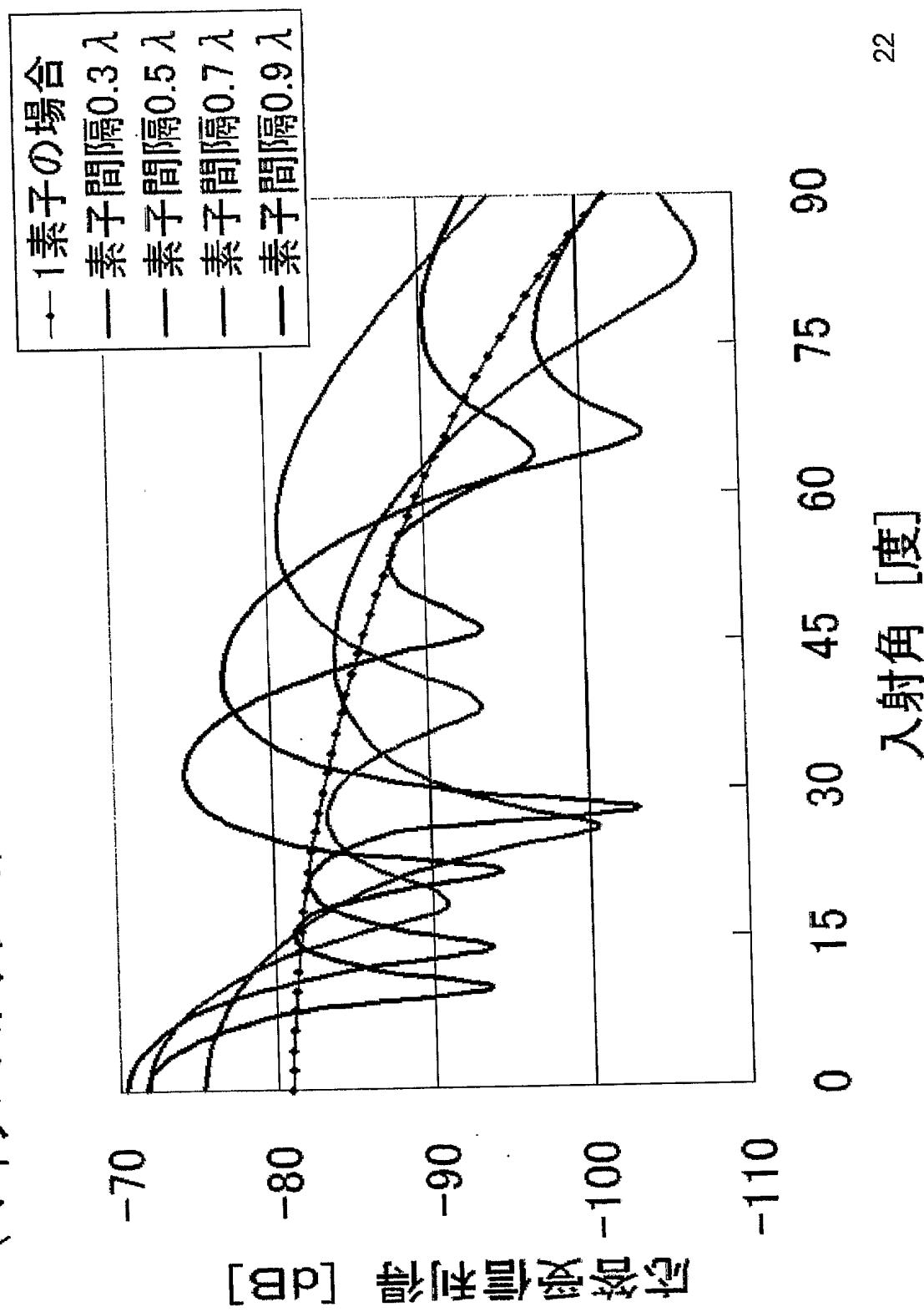
【図24】

## RFIDマイクロストリップ素子のアレー化による通信距離の拡大(同相変調)



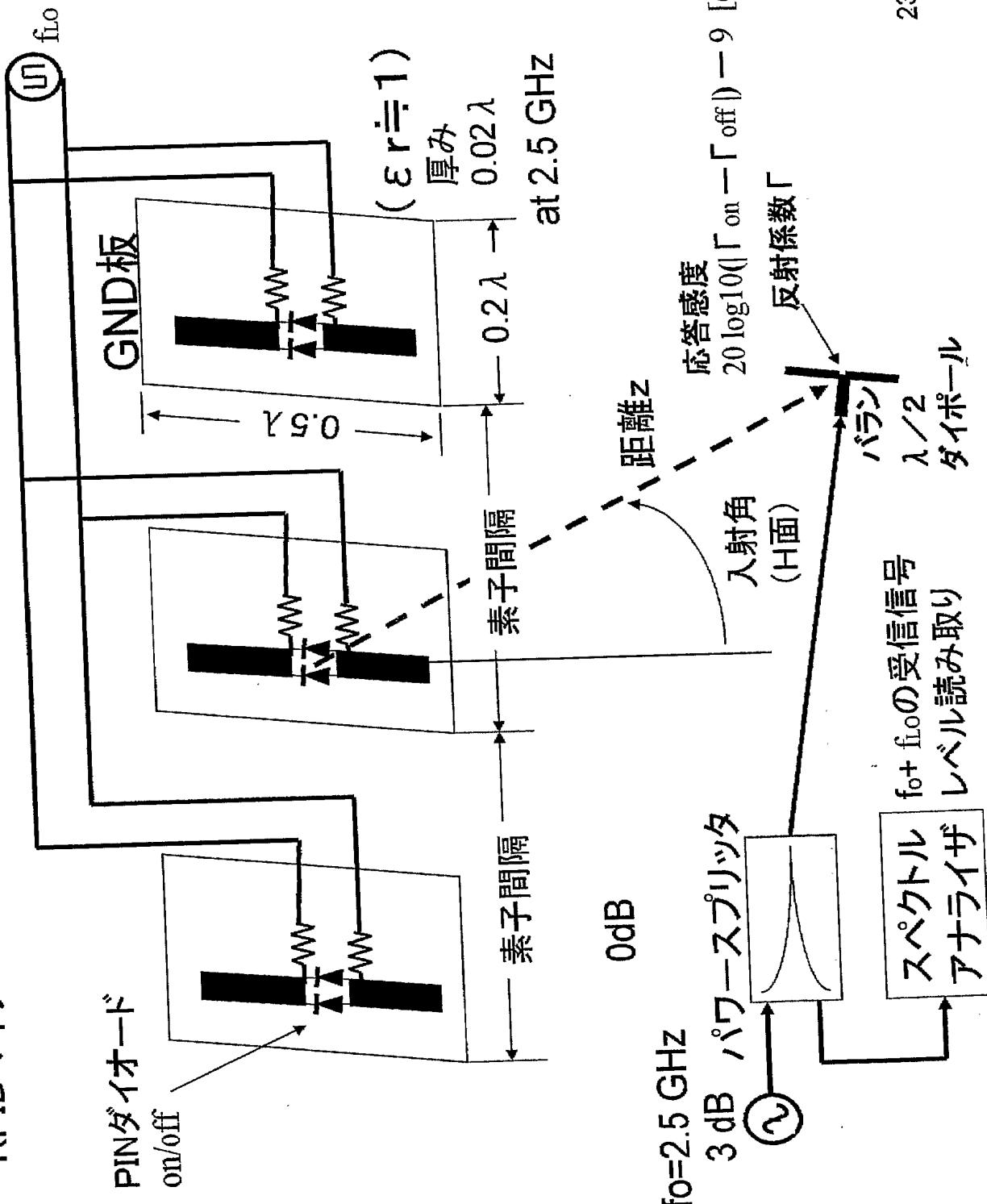
【図 25】

RFID応答受信感度指向性(送信ダイポール距離20λ)  
 マイクロストリップ素子:  $0.364 \times 0.0525\lambda$  × 3素子アレー



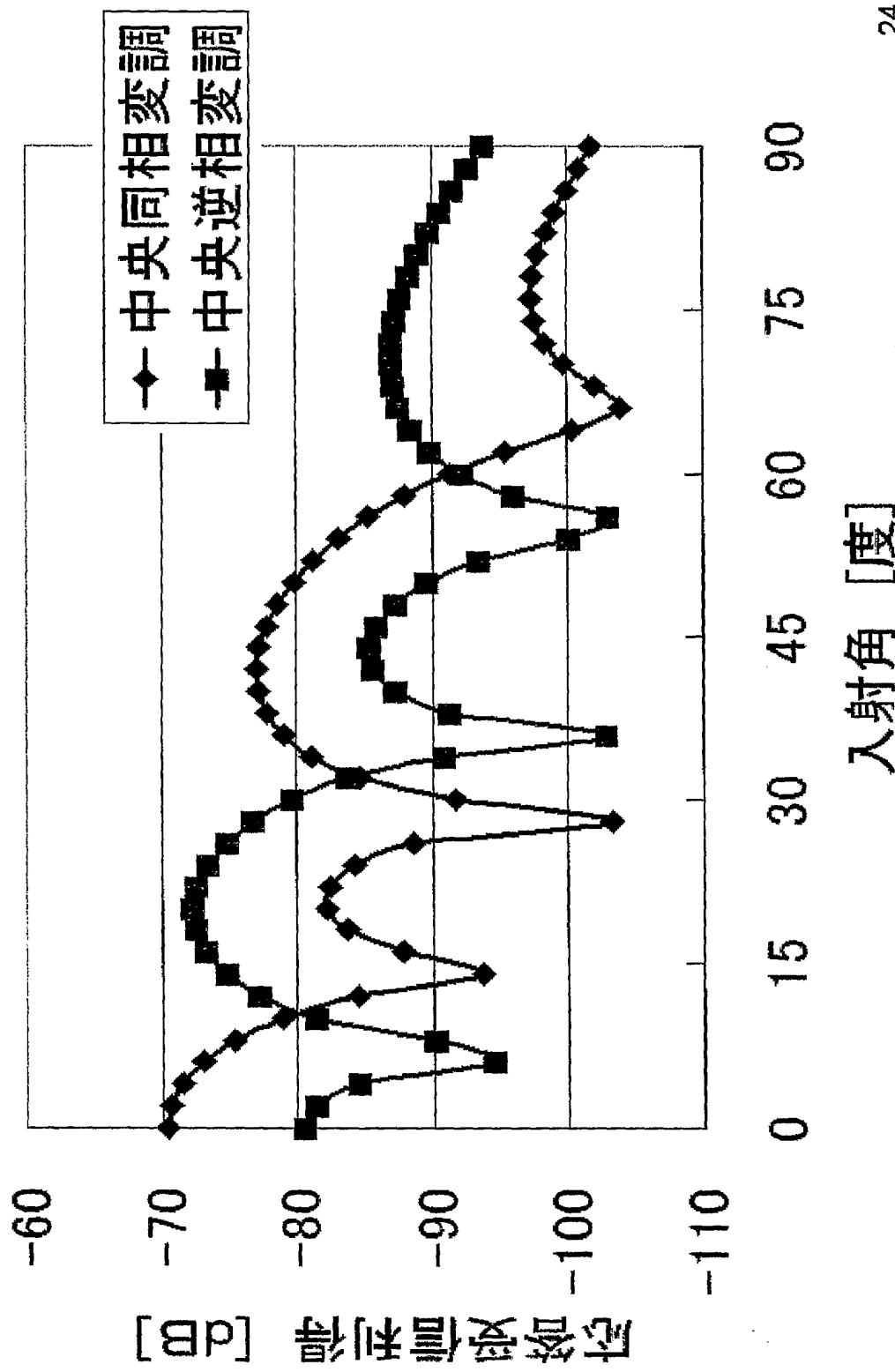
【図26】

## RFIDマイクロストリップ素子のアレー化による通信距離の拡大(逆相変調)



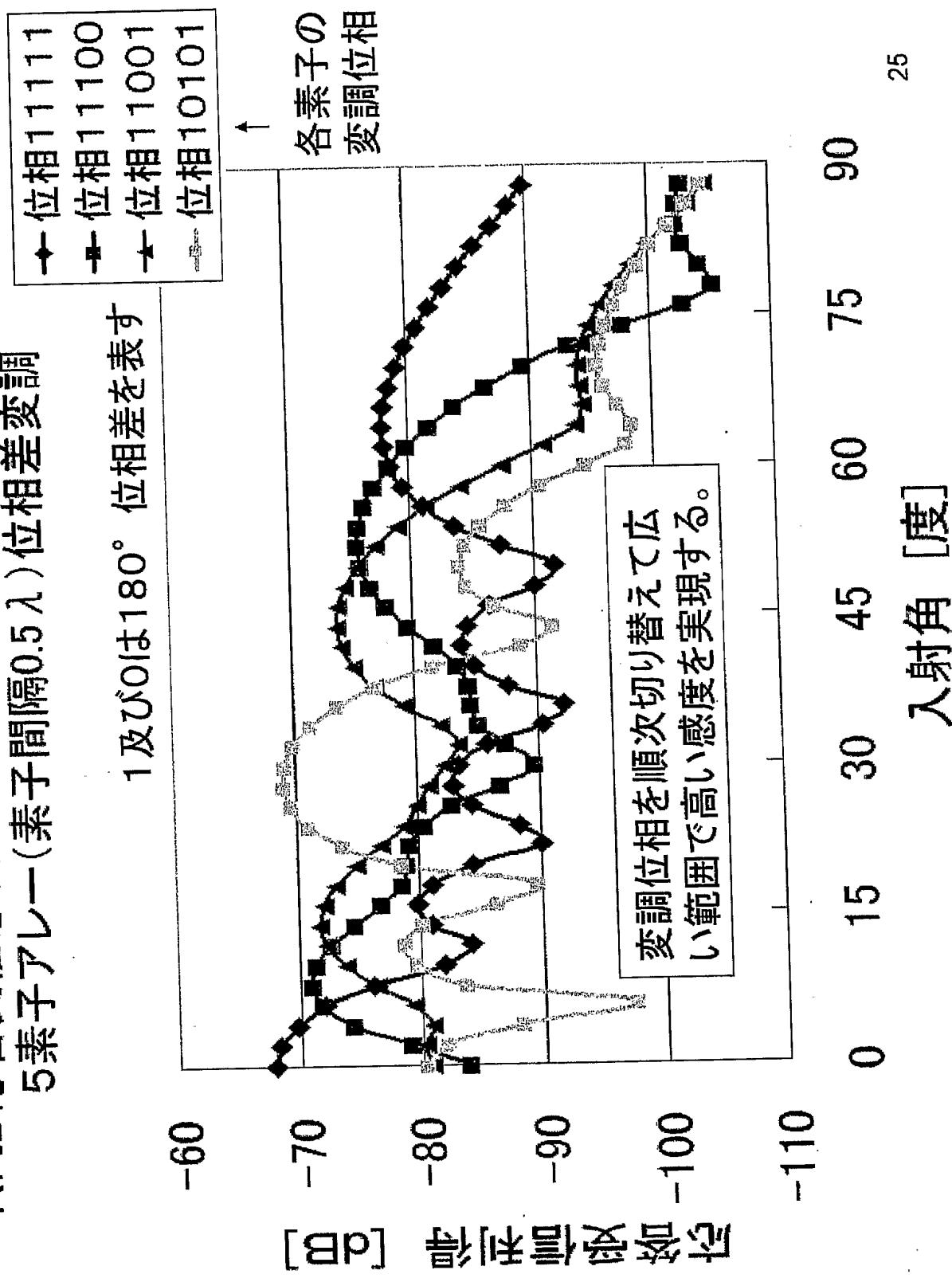
【図 27】

RFID応答信度指向性(送信ダイヤル距離20λ)  
3素子アレー(素子間隔0.7λ)位相差調



【図 28】

RFID応答信感度指向性(送信ダイポール距離20λ)  
5素子アレー(素子間隔0.5λ)位相差変調



【図29】

【図 30】

Enter the location of x, y, z (cm) : 152, -203, 56  
 $\Delta L$  (cm) 67.67562 -38.21133 -1.487458 39.09471  
 -69.24731 -27.88023 16.30007 -91.74537 -46.11990  
 0.9732714 -102.0754 -54.30361 -5.570741 -98.28325  
 -51.46763 -3.269386

RMS error (cm)	x	y	z
0.6834297	150.0000	-200.0000	60.00000
0.8562734	150.0000	-190.0000	50.00000
1.116775	150.0000	-200.0000	50.00000
1.163736	160.0000	-230.0000	70.00000
1.216863	160.0000	-220.0000	60.00000
8.4395386E-02	152.0000	-203.0000	56.00000

Enter the location of x, y, z (cm) : 22, 123, -89  
 $\Delta L$  (cm) 5.506481 57.46710 16.50204 -17.27929  
 55.74849 14.06553 -20.41722 66.89948 28.19106  
 -2.332703 89.04320 55.22502 29.83902 119.4193  
 90.37129 69.39222

RMS error (cm)	x	y	z
1.445567	20.00000	130.0000	-90.00000
1.754374	20.00000	130.0000	-100.0000
1.951296	20.00000	120.0000	-80.00000
2.345274	20.00000	120.0000	-90.00000
2.709345	20.00000	140.0000	-100.0000
6.2024966E-02	22.00000	123.0000	-89.00000

Enter the location of x, y, z (cm) : 60, 161, 5  
 $\Delta L$  (cm) -23.45399 32.54938 -13.85323 -57.41031  
 21.66080 -27.96993 -77.36571 22.85288 -26.38201  
 -74.96463 36.05470 -9.367880 -51.50449 59.00156  
 18.86572 -15.62937

RMS error (cm)	x	y	z
1.358104	60.00000	160.0000	10.00000
1.400364	60.00000	160.0000	0.0000000E+00
1.561480	60.00000	170.0000	0.0000000E+00
1.779230	60.00000	170.0000	10.00000
1.850774	60.00000	150.0000	10.00000
4.4650473E-02	60.00000	161.0000	5.000000

Enter the location of x, y, z (cm) :

【書類名】要約書

【要約】

【課題】 本発明は、通信距離が短い従来のR F I D タグ装置の欠点を克服し、通信距離を従来方式の数倍以上に拡大することを目的としている。

【解決手段】 従来方式が平衡給電・平衡変調（アンテナ動作に対して2端子回路）であるのに対して、本発明の方法は、不平衡給電、平衡変調（アンテナ動作に対して3端子回路）とし、従来方式が受信したR F 信号の単純整流であるのに対して、本発明の方法では、スタブ共振によるインピーダンス変換昇圧方式とラダー昇圧方式を組み合わせた回路を採用し、従来方式がA S K又はB P S K変調であるのに対して、受動変調でありながらQ P S K変調回路を採用した。

【選択図】図2

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願2004-054933
受付番号	50400326380
書類名	特許願
担当官	小野寺 光子 1721
作成日	平成16年 3月 1日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

【提出日】	平成16年 2月27日
-------	-------------

特願 2004-054933

出願人履歴情報

識別番号 [503066952]

1. 変更年月日 2003年 2月 19日

[変更理由] 新規登録

住所 宮城県仙台市青葉区南吉成六丁目6番地の3  
氏名 株式会社インテリジェント・コスモス研究機構